

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mohamed BOUDIAF - M'sila



Faculté de Technologies
Département de Génie Electrique

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat en Science

En Génie électrique

par

HERIZI Abdelghafour

Magister en Génie électrique – Ecole Militaire Polytechnique, Alger
Ingénieur d'Etat en Electronique – Université Mohamed Boudiaf, M'sila

Thème :

**AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA
COMMANDE NON LINEAIRE ROBUSTE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION "MADA"**

Soutenue publiquement le : 07/01/2021 devant le jury composé de :

KHETTAB Khatir	Maitre de conférences A	Université de M'sila	Président
BOUGUERRA Abderrahmen	Maitre de conférences A	Université de M'sila	Rapporteur
ZEGHLACHE Samir	Professeur	Université de M'sila	Co-Rapporteur
BACHOUAT Mohcene	Maitre de conférences A	Université de Ghardaia	Examineur
RABEHI Abdelaziz	Maitre de conférences A	Université de Tissemsilt	Examineur
TALHAOUI Hicham	Maitre de conférences A	Université de Bordj Bou Arréridj	Examineur

Remerciements

Grâce à Dieu et à son aide indéfectible, sinon dans les circonstances difficiles que j'ai traversées, je n'aurais pas pu terminer cette thèse.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire de Génie électrique (LGE) de l'Université Mohamed BOUDIAF de M'SILA.

Je commence par exprimer ma profonde gratitude aux promoteurs **Dr. BOUGUERRA Abderrahmen** (M.C.A - Université de M'sila) et **Dr. ZEGHLACHE Samir** (Professeur - Université de M'sila) pour leur confiance du la proposition de ce sujet, et je tiens à les remercier de les avoir guidés dans mon travail grâce à leurs expériences qui m'ont permis de mettre en œuvre cette thèse.

J'adresse mes remerciements aux membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail :

À monsieur **KHETTAB Khatir**, Maitre de conférences "A" à l'Université Mohamed BOUDIAF de M'sila, pour l'honneur qu'il ma fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.

À monsieur **BACHOUAT Mohcene**, Maitre de conférences "A" à l'Université de Ghardaia pour avoir accepté de juger ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde reconnaissance.

À monsieur **RABEHI Abdelaziz**, Maitre de conférences "A" à l'Université de Tissemsilt pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde reconnaissance.

À monsieur **TALHAOUI Hicham**, Maitre de conférences "A" à l'Université de Bordj Bou Arréridj pour m'honorer de participer en membre dans ce jury. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma profonde reconnaissance.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à mon amie **Dr. ROUABHI Riyadh** et l'ensemble de mes enseignants qui sont à l'origine de tous mes savoirs.

Dédicaces

*A mes parents, ma femme, mes filles: abrar, afnan et ilef
ma sœur et mes frères.*

SOMMAIRE

Sommaire.....	I
Notation et symboles.....	VIII
Liste des figures.....	XI
Liste des tableaux.....	XV
Liste des publications.....	XVI

Introduction générale

Généralités.....	1
Problématique.....	1
Objectifs de la thèse.....	3
Organisation de la thèse.....	4

Chapitre I

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

I.1 Introduction.....	7
I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation.....	7
I.3 Description et principe de fonctionnement de la MADA.....	8
I.3.1 Structure de la MADA.....	8
I.3.1.1 MADA à rotor bobiné.....	8
I.3.1.2 MADA sans balais.....	9
I.3.1.3 MADA en cascade.....	9
I.3.2 Comparaison entre les différentes MADA.....	10
I.3.3 Principe de fonctionnement de la MADA.....	10
I.4 Modes de fonctionnement de la MADA.....	11
I.4.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	12
I.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	12
I.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	12
I.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.....	13
I.5 Différentes configurations de la MADA à rotor bobiné.....	13
I.5.1 Configuration pour application en moteur.....	13
I.5.1.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....	14
I.5.1.2 Stator relié au réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur.....	14
I.5.1.3 MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants.....	14
I.5.2 Configuration pour application en génératrice.....	15
I.5.2.1 MADA à énergie rotorique dissipée.....	15
I.5.2.2 Structure de Kramer.....	16
I.5.2.3 Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	17
I.5.2.4 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	17
I.6 Entraînements à vitesse variable.....	18
I.6.1 Coté stator.....	18
I.6.2 Coté rotor.....	19
I.7 Domaines d'application de la MADA.....	19
I.7.1 Applications en moteur.....	19

I.7.2 Applications en génératrice.....	20
I.8 Avantages et inconvénients de la MADA.....	20
I.8.1 Avantages de la MADA.....	20
I.8.2 Inconvénients de la MADA.....	21
I.9 Commandes de la machine asynchrone à double alimentation.....	21
I.9.1 Commande scalaire.....	21
I.9.2 Commande vectorielle à flux orienté (FOC).....	22
I.9.3 Commande directe du couple (DTC).....	23
I.9.4 Commande par mode glissant.....	24
I.9.5 Commandes avancées de la MADA.....	25
I.10 Conclusion.....	27

Chapitre II

Modélisation de la MADA et de son Alimentation

II.1 Introduction.....	29
II.2 Structure de la chaine étudiée.....	29
II.3 Modélisation de la MADA.....	30
II.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	31
II.3.2 Modèle mathématique de la MADA.....	32
II.3.2.1 Equations électriques.....	32
II.3.2.2 Equations magnétiques.....	33
II.3.2.3 Equation mécanique.....	34
II.3.3 Transformation de PARK.....	34
II.3.3.1 Equations électriques.....	36
II.3.3.2 Equations magnétiques.....	36
II.3.3.3 Equation électromagnétique.....	36
II.3.4 Définition des différents référentiels.....	37
II.3.4.1 Référence (α, β)	37
II.3.4.2 Référence (x, y)	38
II.3.4.3 Référence (d, q)	38
II.3.5 Mise en équations d'états.....	38
II.3.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation.....	40
II.3.6.1 Résultats de simulation sans alimentation rotorique.....	40
II.3.6.2 Résultats de simulation avec alimentation rotorique.....	42
II.5 Modélisation du système d'alimentation.....	44
II.5.1 Modélisation du convertisseur côté machine.....	44
II.5.2 Modélisation de la commande par modulation de largeur d'impulsion.....	46
II.5.3 Modélisation du convertisseur côté réseau.....	47
II.5.4 Contrôle du convertisseur côté réseau.....	49
II.5.5 Simulation de la MADA avec convertisseur a MLI.....	51
II.7 Conclusion.....	54

Chapitre III

Commande vectorielle, floue type 1 et floue type 2 de la MADA

III.1 Introduction.....	56
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	56
III.3 Variantes de la commande vectorielle.....	57

III.4 Procède d'orientation du flux.....	58
III.5 Types de la commande vectorielle.....	58
III.5.1 Commande directe.....	58
III.5.2 Commande indirect.....	58
III.6 Application de la commande vectorielle à la MADA.....	58
III.6.1 Choix de repère de référence.....	59
III.6.2 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA.....	61
III.6.3 Bloc de défluxage.....	61
III.6.4 Principe du découplage par compensation.....	62
III.7 Dimensionnement des régulateurs.....	63
III.7.1 Régulateur du courant I_{rd}	63
III.7.2 Régulateur du courant I_{rq}	64
III.7.3 Régulateur du flux statorique.....	64
III.7.4 Régulateur de vitesse.....	65
III.8 Résultats de simulation.....	66
III.8.1 Fonctionnement nominal de la machine.....	66
III.8.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	67
III.8.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	68
III.8.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	69
III.8.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique.....	70
III.8.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique.....	71
III.8.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique.....	71
III.8.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	72
III.8.9 Interprétation des résultats.....	73
III.9 Commande par la logique floue.....	74
III.9.1 Historique de la logique floue.....	74
III.9.2 Domaine d'application.....	75
III.9.3 Principe de la logique floue.....	75
III.9.4 Eléments de base de la logique floue.....	76
III.9.4.1 Variables linguistiques et ensembles flous.....	76
III.9.4.2 Fonctions d'appartenance.....	76
III.9.4.3 Propriétés des ensembles flous.....	77
III.9.4.4 Operateurs de la logique floue.....	78
III.9.4.5 Règles floues.....	79
III.9.5 Structure d'un régulateur flou.....	79
III.9.5.1 Fuzzification.....	80
III.9.5.2 Base de règles.....	80
III.9.5.3 Mécanisme d'inférence floue.....	80
III.9.5.4 Défuzzification.....	81
III.10 Application de la commande par la logique floue à la MADA.....	82
III.10.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse.....	82
III.10.2 Résultats de simulation.....	85
III.10.2.1 Fonctionnement nominal de la machine.....	85
III.10.2.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	86
III.10.2.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	86

III.10.2.4	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique...	87
III.10.2.5	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique...	88
III.10.2.6	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique...	89
III.10.2.7	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique...	90
III.10.2.8	Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	91
III.10.3	Interprétation des résultats.....	91
III.11	Commande par la logique floue type 2.....	92
III.11.1	Terminologie de la logique floue type 2.....	92
III.11.2	Types d'ensembles flous type-2.....	94
III.11.2.1	Ensemble type-2 Intervalle.....	94
III.11.2.2	Ensemble type-2 Gaussien.....	95
III.11.2.3	Ensemble type-2 Triangulaire.....	95
III.11.3	Structure d'un système flou type-2.....	95
III.11.3.1	Fuzzification.....	95
III.11.3.2	Base de règle.....	95
III.11.3.3	Inférence.....	96
III.11.3.4	Réduction de type.....	96
III.11.3.5	Défuzzification.....	97
III.12	Application de la commande par la logique floue type-2 à la MADA.....	97
III.12.1	Résultats de simulation.....	98
III.12.1.1	Fonctionnement nominal de la machine.....	98
III.12.1.2	Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	99
III.12.1.3	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	100
III.12.1.4	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique...	100
III.12.1.5	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique...	101
III.12.1.6	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique...	102
III.12.1.7	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique...	103
III.12.1.8	Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	104
III.12.2	Interprétation des résultats.....	104
III.13	Conclusion.....	105

Chapitre IV

Commande par mode de glissant, glissant-floue type 1 et glissant-floue type 2 de la MADA

IV.1	Introduction.....	108
IV.2	Généralités sur les systèmes de réglage a structure variable.....	108
IV.2.1	Principe.....	109
IV.2.2	Configuration de base pour les systèmes a structure variable (SSV).....	109
IV.3	Théorie de la commande par mode de glissement.....	110
IV.3.1	Objectif de la commande par mode glissant.....	110
IV.3.2	Condition d'existence du mode glissant.....	111
IV.4	Conception de la commande par mode de glissement.....	111
IV.4.1	Choix des Surfaces de Glissement.....	111
IV.4.2	Conditions de convergence.....	113
IV.4.2.1	Fonction directe de commutation.....	113
IV.4.2.2	Fonction de Lyapunov.....	113

IV.4.3 Détermination de la loi de commande.....	114
IV.4.3.1 Définition des grandeurs de commande.....	114
IV.4.3.2 Expression analytique de la commande.....	115
IV.4.3.3 Elimination du phénomène de chattering.....	116
IV.5 Différentes structures du contrôle par mode de glissement.....	117
IV.5.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	117
IV.5.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	117
IV.5.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	118
IV.6 Application de la commande par mode de glissement à la MADA.....	118
IV.6.1 Description.....	118
IV.6.2 Sélection des surfaces de commutation.....	119
IV.6.2.1 Surface de régulation de la vitesse.....	119
IV.6.2.2 Surface de régulation du flux statorique.....	120
IV.6.2.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation.....	121
IV.6.2.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation.....	122
IV.7 Résultats de simulation.....	122
IV.7.1 Fonctionnement nominal de la machine.....	123
IV.7.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	124
IV.7.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	125
IV.7.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	126
IV.7.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique.....	126
IV.7.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique.....	127
IV.7.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique.....	128
IV.7.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	129
IV.7.9 Interprétation des résultats.....	130
IV.8 Commande hybride glissant-floue type 1.....	130
IV.8.1 Description.....	130
IV.8.2 Conception de la commande équivalente SMC.....	131
IV.8.3 Conception de la commande par la logique floue.....	131
IV.8.4 Structure de base d'un contrôleur flou.....	132
IV.8.4.1 Fuzzification.....	133
IV.8.4.2 Base des règles.....	133
IV.8.4.3 Mécanisme d'inférence.....	133
IV.8.4.4 Défuzzification.....	134
IV.8.5 Résultats de simulation.....	134
IV.8.5.1 Fonctionnement nominal de la machine.....	135
IV.8.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	135
IV.8.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	136
IV.8.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique....	137
IV.8.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique... 138	
IV.8.5.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique....	139
IV.8.5.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique... 139	
IV.8.5.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	140
IV.8.6 Interprétation des résultats.....	141
IV.9 Commande hybride glissant floue type 2.....	141
IV.9.1 Résultats de simulation.....	145

IV.9.1.1	Fonctionnement nominal de la machine.....	145
IV.9.1.2	Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	146
IV.9.1.3	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	147
IV.9.1.4	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique....	148
IV.9.1.5	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique...	148
IV.9.1.6	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique....	149
IV.9.1.7	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique...	150
IV.9.1.8	Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	151
IV.9.2	Interprétation des résultats.....	152
IV.10	Conclusion.....	152

Chapitre V

Commande par backstepping et backstepping-floue type 1 de la MADA

V.1	Introduction.....	154
V.2	Généralités sur la technique du Backstepping.....	154
V.2.1	Notion de systèmes linéaires et non linéaires.....	155
V.2.1.1	Systèmes linéaires.....	155
V.2.1.2	Systèmes non linéaires.....	155
V.2.2	Principe du contrôle par Backstepping.....	156
V.2.2.1	Système du second ordre.....	157
V.2.2.2	Système du troisième ordre.....	159
V.3	Application de la commande par backstepping à la MADA.....	160
V.3.1	Structure générale du contrôle par backstepping de la MADA.....	163
V.3.2	Résultats de simulation.....	164
V.3.2.1	Fonctionnement nominal de la machine.....	164
V.3.2.2	Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	165
V.3.2.3	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	165
V.3.2.4	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	166
V.3.2.5	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique....	167
V.3.2.6	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique....	168
V.3.2.7	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique....	169
V.3.2.8	Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	170
V.3.3	Interprétation des résultats.....	171
V.4	Commande hybride backstepping-floue type 1.....	171
V.4.1	Technique de commande par backstepping-floue type 1.....	172
V.4.2	Résultats de simulation.....	175
V.4.2.1	Fonctionnement nominal de la machine.....	176
V.4.2.2	Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge.....	176
V.4.2.3	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	177
V.4.2.4	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.....	178
V.4.2.5	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique....	179
V.4.2.6	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique....	180
V.4.2.7	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique....	180
V.4.2.8	Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie.....	181
V.4.3	Interprétation des résultats.....	182
V.5	Etude comparative entre les techniques de commande utilisées.....	183

V.5.1 Comparaison qualitative.....	183
V.5.2 Comparaison de la robustesse.....	183
V.5.3 Comparaison quantitative.....	184
V.6 Conclusion.....	187
Conclusion générale.....	188
Bibliographie.....	191
Annexes.....	204
A. Transformation de park.....	205
B. Développement de la matrice A et B.....	207
C. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.....	209
D. Dimensionnement du régulateur PI.....	210
E. Analyse de la stabilité par la méthode de Lyapunov.....	211

NOTATIONS ET SYMBOLES

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
DFIG	Doubly Fed Induction Generator.
DFIM	Doubly Fed Induction Motor.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse-Width Modulation
MCC	Machine à Courant Continu.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MAS	Machine Asynchrone.
FOC	Field Oriented Control.
IFOC	Indirect Field Oriented Control
DFOC	Direct Field Oriented Control
DTC	Direct Torque Control
VSI	Voltage Source Inverter.
LVSI	Level Voltage Source Inverters.
NPC	Neutral Point Clamped.
THD	Total Harmonic Distortion.
SMC	Sliding Mode Control.
AC	Alternative Current.
DC	Direct Current.
AG	Algorithme Génétique.
RNA	Réseaux de Neurones Artificiels.
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée.
FLC	Fuzzy Logic Controller.
FSMC	Fuzzy Sliding Mode Control.
VSS	Variable Structure System.
IT2FLC	Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller.
IT2FSMC	Interval Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control.
PI	Correcteur Proportionnel Intégrateur.
PID	Correcteur Proportionnel, Intégrateur, Dérivateur.
SNL	Système Non Linéaire.
RLF	Régulateur logique floue.

ISE	Integral of Square Error.
IAE	Integral of the Absolute Error.
A, B et C	Trois enroulements du stator.
θ	Angle entre l'axe de la phase rotorique et l'axe fixe de la phase statorique.
S_a	Indice correspondant la phase statorique de référence.
R_a	Indice correspondant la phase rotorique de référence.
s, r	Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b et c.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants statoriques.
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants rotoriques.
I_{sd}, I_{sq}	Courants statoriques direct et en quadrature dans le repère de PARK.
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques direct et en quadrature dans le repère de PARK.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Flux statoriques.
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$	Flux rotoriques.
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Flux statoriques direct et en quadrature.
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Flux rotoriques direct et en quadrature.
R_s, L_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, L_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_1, M_2, M_3	Inductances mutuelles entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_{sr}	Inductance mutuelle stator-rotor.
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor-stator.
M_0	Maximum de l'inductance mutuelle entre les deux phases.
g	Glissement.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
f	Coefficient de frottement visqueux.
Ω	Vitesse de rotation.
J	Inertie des parties tournantes.
P	Nombre de pair de pôle.
(α, β)	Axes fixés au stator.

(x, y)	Axes fixés au rotor.
(d, q)	Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
$[P]$	Matrice de transformation de PARK.
ω_s	Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.
ω_r	Vitesse électrique de glissement.
ω	Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.
$[A]$	Matrice d'évolution d'état du système.
$[B]$	Matrice de commande.
$[X]$	Vecteur d'état.
$[U]$	Vecteur de commande.
σ	Coefficient de dispersion.
T_r	Constante de temps rotorique.
T_s	Constante de temps statorique.
m	Indice de modulation.
f_p	Fréquence de la porteuse.
r	Taux de modulation.
V_{ref}	Valeur efficace de tension.
U_p	Tension de la porteuse.
P, Q	Puissance active et réactive.
K_p	Gain du correcteur proportionnel.
K_i	Gain du correcteur intégral.
max, min	Valeur maximale et minimale.
e	Erreur.
Δe	Variation de l'erreur.
∂	Dérivée partielle.
t	Variable de temps.
u_{eq}	Commande équivalente.
u_n	Commande attractivité.
$\psi(x)$	Fonctions non linéaire.
z_1, z_2, z_3, z_4	Erreurs.
k_1, k_2, k_3, k_4	Gains de desgin de backstepping.

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

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

Figure (I.1) : Principe de l'alimentation de la MADA.....	8
Figure (I.2) : Schéma de principe de la MADA à rotor bobiné.....	9
Figure (I.3) : Schéma de principe de la MADA sans balai.....	9
Figure (I.4) : Schéma de principe de la MADA en cascade.....	9
Figure (I.5) : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	12
Figure (I.6) : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	12
Figure (I.7) : Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone.....	13
Figure (I.8) : Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.....	13
Figure (I.9) : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.....	14
Figure (I.10) : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cycloconvertisseur.....	14
Figure (I.11) : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cycloconvertisseurs.....	15
Figure (I.12) : MADA à énergie rotorique dissipée.....	16
Figure (I.13) : MADA à structure de Kramer.....	16
Figure (I.14) : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	17
Figure (I.15) : Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	18

Chapitre II

Modélisation de la MADA et de son Alimentation

Figure (II.1) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.....	30
Figure (II.2) : Représentation schématique de la MADA dans le système triphasé.....	32
Figure (II.3) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	35
Figure (II.4) : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels.....	37
Figure (II.5) : Schéma bloc de simulation de la MADA.....	40
Figure (II.6) : Résultats de simulation de la MADA à vide.....	41
Figure (II.7) : Résultats de simulation de la MADA en charge.....	42
Figure (II.8) : Résultats de simulation de la MADA avec ($V_r = 12V; f_r = 5Hz$).....	43
Figure (II.9) : Résultats de simulation de la MADA avec ($V_r = 12V; f_r = 20Hz$).....	44
Figure (II.10) : Schéma simplifié d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	45
Figure (II.11) : Représentation des commutateurs.....	45
Figure (II.12) : Principe de la commande MLI sinus-triangle.....	47
Figure (II.13) : Structure du redresseur à MLI.....	48
Figure (II.14) : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.....	49
Figure (II.15) : Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI.....	50
Figure (II.16) : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.....	51
Figure (II.17) : Résultats de simulation de la chaîne d'alimentation.....	52
Figure (II.18) : Réponses du système avec ($V_r = 12V; f_r = 5Hz$).....	53
Figure (II.19) : Réponses du système avec ($V_r = 12V; f_r = 20Hz$).....	54

Chapitre III

Commande vectorielle, floue type 1 et floue type 2 de la MADA

Figure (III.1) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.....	57
Figure (III.2) : Principe de l'orientation du flux statorique.....	59
Figure (III.3) : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.....	61
Figure (III.4) : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).....	62
Figure (III.5) : Reconstitution des tension V_{rd} et V_{rq}	62
Figure (III.6) : Schéma de régulation du courant I_{rd}	63
Figure (III.7) : Schéma de régulation du courant I_{rq}	64
Figure (III.8) : Régulation du Flux statorique en boucle fermée.....	65
Figure (III.9) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	65
Figure (III.10) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone a double alimentation dans le régime nominal.....	67
Figure (III.11) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	68
Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	69
Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	70
Figure (III.14) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	70
Figure (III.15) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	71
Figure (III.16) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	72
Figure (III.17) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	73
Figure (III.18) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	75
Figure (III.19) : Représentation de la fonction triangulaire.....	76
Figure (III.20) : Représentation de la fonction trapézoïdale.....	77
Figure (III.21) : Représentation de la fonction gaussienne.....	77
Figure (III.22) : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	77
Figure (III.23) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.....	80
Figure (III.24) : Schéma bloc de la structure de commande floue de la MADA.....	82
Figure (III.25) : Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou de vitesse.....	83
Figure (III.26) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.....	84
Figure (III.27) : Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.....	84
Figure (III.28) : Résultats de simulation de la commande floue de la machine asynchrone à double alimentation dans le régime nominal.....	85
Figure (III.29) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	86
Figure (III.30) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	87
Figure (III.31) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	88
Figure (III.32) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	89
Figure (III.33) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	90
Figure (III.34) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	90
Figure (III.35) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	91
Figure (III.36) : Représentation schématique d'un ensemble flou type -2 intervalle.....	94
Figure (III.37) : Structure d'un système flou type-2.....	95
Figure (III.38) : Structure du régulateur PI-flou type-2.....	97
Figure (III.39) : Fonctions d'appartenance du flou type-2.....	97
Figure (III.40) : Surface caractéristique d'un régulateur flou type-2.....	98
Figure (III.41) : Résultats de simulation de la commande floue type-2 de la MADA à vide.....	99
Figure (III.42) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	99

Figure (III.43) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	100
Figure (III.44) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	101
Figure (III.45) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	102
Figure (III.46) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	103
Figure (III.47) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	103
Figure (III.48) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	104

Chapitre IV

Commande par mode de glissant, glissant-floue type 1 et glissant-floue type 2 de la MADA

Figure (IV.1) : Configuration par changement de retour d'état.....	109
Figure (IV.2) : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.....	110
Figure (IV.3) : Convergence du système glissant.....	110
Figure (IV.4) : Démonstration du mode de glissement.....	111
Figure (IV.5) : Linéarisation exacte de l'écart.....	112
Figure (IV.6) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	113
Figure (IV.7) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	114
Figure (IV.8) : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}	115
Figure (IV.9) : Représentation de la fonction « SIGN ».....	116
Figure (IV.10) : Fonction « SAT » et Fonction « SMOOTH ».....	117
Figure (IV.11) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	117
Figure (IV.12) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état...	118
Figure (IV.13) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	118
Figure (IV.14) : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement.....	119
Figure (IV.15) : Principe de la commande par mode glissant du MADA.....	123
Figure (IV.16) : Commande par mode de glissant de la machine dans le régime nominal.....	124
Figure (IV.17) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	124
Figure (IV.18) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	125
Figure (IV.19) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	126
Figure (IV.20) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	127
Figure (IV.21) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	128
Figure (IV.22) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	129
Figure (IV.23) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	129
Figure (IV.24) : Schéma de la commande hybride glissant-floue.....	131
Figure (IV.25) : Schéma synoptique d'un régulateur flou.....	132
Figure (IV.26) : Fonction d'appartenance de l'entrée.....	133
Figure (IV.27) : Principe de la commande par mode glissant-floue de la MADA.....	134
Figure (IV.28) : Commande glissant-floue de la machine dans le régime nominal.....	135
Figure (IV.29) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	136
Figure (IV.30) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	137
Figure (IV.31) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	138
Figure (IV.32) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	138
Figure (IV.33) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	139
Figure (IV.34) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	140
Figure (IV.35) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	141

Figure (IV.36) : Schéma fonctionnel de l'IT2FSMC.....	142
Figure (IV.37) : Fonctions d'appartenance des entrées s (a) et des sorties u_{fs} (b).....	142
Figure (IV.38) : Commande glissant-floue type 2 de la MADA dans le régime nominal.....	146
Figure (IV.39) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	146
Figure (IV.40) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	147
Figure (IV.41) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	148
Figure (IV.42) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	149
Figure (IV.43) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	150
Figure (IV.44) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	151
Figure (IV.45) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	151

Chapitre V

Commande par backstepping et backstepping-floue type 1 de la MADA

Figure (V.1) : Principe de linéarisation autour d'un point de fonctionnement.....	155
Figure (V.2) : Schéma bloc d'un système sous forme triangulaire d'ordre n	156
Figure (V.3) : Schéma de principe de la commande de système du second ordre.....	157
Figure (V.4) : Schéma de principe du contrôle par backstepping.....	158
Figure (V.5) : Principe de la commande par backstepping de la MADA.....	163
Figure (V.6) : Commande par backstepping de la MADA dans le régime nominal.....	164
Figure (V.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	165
Figure (V.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	166
Figure (V.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	167
Figure (V.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	168
Figure (V.11) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	169
Figure (V.12) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	170
Figure (V.13) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	170
Figure (V.14) : Structure d'un contrôleur à logique floue.....	172
Figure (V.15) : Schéma fonctionnel du contrôleur flou.....	173
Figure (V.16) : Fonctions d'appartenance de (e, \dot{e})	174
Figure (V.17) : Fonctions d'appartenance de k_i	174
Figure (V.18) : Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.....	175
Figure (V.19) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la MADA basée sur le contrôleur flou type 1.....	175
Figure (V.20) : Résultats de simulation de la commande par backstepping-floue de type 1 de la MADA dans le régime nominal.....	176
Figure (V.21) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.....	177
Figure (V.22) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.....	178
Figure (V.23) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.....	179
Figure (V.24) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.....	179
Figure (V.25) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.....	180
Figure (V.26) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.....	181
Figure (V.27) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.....	182
Figure (V.28) : Résultats de simulation de la vitesse lors de la variation de la charge.....	183
Figure (V.29) : Résultats de simulation de la vitesse lors de la variation de la résistance rotorique.....	184

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre I

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

Tableau (I.1) : Classification et comparaison des différents types de la MADA..... 10

Chapitre II

Modélisation de la MADA et de son Alimentation

Tableau (II.1) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées..... 46

Chapitre III

Commande vectorielle, floue type 1 et floue type 2 de la MADA

Tableau (III.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.....81

Tableau (III.2) : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances..... 84

Chapitre IV

Commande par mode de glissant, glissant-floue type 1 et glissant-floue type 2 de la MADA

Tableau (IV.1) : Règles floues pour les FLCs de type 2..... 143

Chapitre V

Commande par backstepping et backstepping-floue type 1 de la MADA

Tableau (V.1) : Matrice de règles de contrôle flou de supervision du type 1..... 174

Tableau (V.2) : Étude comparative des commandes développées pour la MADA..... 185

LISTE DES PUBLICATIONS

A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeglache & R. Rouabhi, "Backstepping control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy controller", European Journal of Electrical Engineering EJEE, vol. 20, no. 5-6, pp. 645-657, 2018.

Herizi Abdelghafour, Bouguerra Abderrahmen, Zeglache Samir & Rouabhi Riyadh, "Hybrid Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM)", AMSE Journals-IETA Publication, Advances in Modelling and Analysis C, vol. 74, no. 2-4, pp. 1-10, 2019.

A. Herizi, H. E. Smaini, R. Mahmoudi, A. Bouguerra, S. Zeglache & R. Rouabhi, "Speed control of a doubly-fed induction machine using fuzzy controller", The First International Conference on Materials, Environment, Mechanical and Industrial Systems (ICMEMIS'19), Djelfa, Algeria, 29-30 June 2019.

A. Herizi, H. E. Smaini, R. Mahmoudi, A. Bouguerra, S. Zeglache & R. Rouabhi, "Comparison Study Between Mamdani and Sugeno Fuzzy Inference Systems for Speed Control of a Doubly-Fed Induction Motor", 8^{ème} Conférence Internationale en Automatique & Traitement de Signal (ATS'19), Sousse, Tunisie, 19-22 Décembre 2019.

A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeglache, R. Rouabhi, H. E. Smaini & R. Mahmoudi, "Type-2 Sugeno fuzzy logic inference system for speed control of a doubly-fed induction motor", 1st International Conference on Digitization and its Applications (ICDA'2020), M'sila university, Algeria, 15 June 2020.

Introduction générale

Généralités

Les machines asynchrones sont les plus utilisées dans les secteurs industriels en raison liée au faible coût, à la masse réduite, à la robustesse, à la construction simple et à un minimum d'entretien, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes [1-3].

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation "MADA", qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor [4]. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présentent une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes d'entraînement électrique. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [5-7].

Problématique

La commande de cette machine est une opération délicate à cause ce moteur caractérise par une dynamique multivariable, non linéaire, à paramètres variants dans le temps et avec un fort couplage entre le comportement magnétique (flux) et la partie mécanique (vitesse et couple). De plus, le problème des variables inaccessibles à la mesure directe, telle que : le flux rotorique où l'utilisation des capteurs physiques ne présente pas une solution parfaite. Il existe aussi le problème de la variation paramétrique, en particulier, les résistances rotorique et statorique (chose qui est due à l'effet thermique) [8-12]. À cet effet, pendant longtemps, des efforts importants ont été déployés pour développer des commandes performantes permettant de maîtriser le comportement dynamique de moteur asynchrone à double alimentation.

L'histoire de la commande des machines asynchrones a commencé en Allemagne au début des années soixante-dix avec la proposition de la théorie d'orientation du champ par Blaschke [13]. Cette théorie a permis de résoudre le problème du découplage, par conséquent, il est devenu possible de commander séparément le flux et la vitesse (couple) [14-16]. Deux types du contrôle vectoriel sont possibles, le premier direct, nécessite la connaissance du

module et de la phase du flux rotorique réel et le second indirect, où seule la position du flux rotorique est estimée [17, 18]. Toutefois, malgré l'amélioration apportée par cette commande, certains inconvénients ont limité son utilisation dans les applications de hautes performances. En effet, elle ne peut réaliser qu'un découplage asymptotique autour d'un flux constant [19]. En plus, l'établissement de cette commande utilise des régulateurs PI qui nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler et qui présentent une grande sensibilité aux variations paramétriques, notamment à la variation de la résistance rotorique qui a une relation directe avec l'angle d'orientation du flux.

De tels inconvénients ont poussé les chercheurs vers le développement des techniques de commande non linéaire, on peut distinguer de manière non exhaustive la commande par mode de glissant qui connut un essor à la fin des années soixante-dix lorsque "Utikin" introduit la théorie des modes glissants [20, 21]. Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et ensuite rester sur une surface dite de glissement. Le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant. Une telle technique permet d'un côté, la réduction de l'ordre du système et de l'autre, l'insensibilité aux variations paramétriques. D'autre part, l'intérêt récent accordé à cette commande est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs très performants. Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [22].

De ce fait, d'autres chercheurs ont pu concevoir d'autres commandes comparables du côté performances, en l'occurrence la commande par backstepping. Elle a été développée par M. Krstic et P. V. Kokotovic [23, 24], ont introduit des méthodes utilisant des changements de variables récursifs appelés backstepping, sur des classes de systèmes triangulaires non linéaires paramétrés. De façon générale, les lois des commandes proposées, satisfont de bonnes propriétés de robustesse et d'atténuation de perturbations, mais ne s'appliquent qu'à des classes restreintes de systèmes et n'utilisent que des contrôleurs statiques. En introduisant un changement de variables dynamiques et en utilisant une fonction de Lyapunov, des contrôleurs et des lois d'adaptation simples ont été obtenues pour des classes plus générales de systèmes non linéaires. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leur concevoir des lois de commande intermédiaires [25, 26].

Toutefois, quoique les approches utilisées aient permis d'obtenir des commandes permettant d'améliorer les réponses dynamiques du moteur asynchrone à double alimentation,

certains inconvénients accompagnent leur établissement. En premier lieu, apparaît le problème du modèle précis qui représente une exigence principale pour toutes ces approches, dans ce cas, la particularité du moteur asynchrone à double alimentation et le nombre des hypothèses simplificatrices (adoptées pour établir le modèle) réduisent considérablement la précision exigée pour ce modèle. D'autre part, des développements mathématiques supplémentaires sont nécessaires pour élaborer les mécanismes d'estimation, d'identification et pour étudier leur stabilité, ce qui complique plus les lois de commande résultantes [27].

D'autre part, un important développement a été enregistré pendant les deux dernières décennies. En effet, l'apparition de nouvelles techniques, telles que : la logique floue, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques et d'autres, a permis de former une nouvelle discipline appelée intelligence artificielle. Les techniques d'intelligence artificielle ont permis, non seulement, d'améliorer la commande des systèmes et de surmonter les inconvénients des techniques classiques mais, également, de changer entièrement les concepts utilisés dans l'étude et la réalisation des systèmes de commandes. L'avantage essentiel des techniques suscitées, consiste dans le fait qu'elles s'orientent plus vers l'approximation des systèmes que vers la recherche de leurs modèles précis [6, 28, 29].

La logique floue est l'une des branches importantes de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh à l'université de Berkeley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou [30, 31]. Celle-ci permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique. La logique floue d'être l'un des moyens les plus utilisés pour l'amélioration de la robustesse de la commande vis-à-vis de la variation paramétrique et non paramétrique [32-35].

Objectifs de la thèse

À la lumière de ce qui a été dit, les dernières années ont vu la naissance d'une certaine tendance vers l'association de différentes techniques de commande avec la logique floue pour réaliser des commandes plus performantes en profitant des avantages offerts par chacune de ces techniques.

Nous proposons, dans ce travail, une association combinant la logique floue avec différentes techniques de la commande de la MADA à savoir, la commande vectorielle à flux statorique orienté, la commande par mode de glissant et la commande par backstepping. Cette

association sera exploitée pour établir des nouvelles commandes robustes, à base de la logique floue, en vue d'améliorer les réponses dynamiques du moteur asynchrone à double alimentation.

Organisation de la thèse

La présente thèse de doctorat s'articule sur cinq chapitres.

Après l'analyse de l'état de l'art, sur les problèmes liés à la commande du moteur asynchrone à double alimentation, dans le premier chapitre, nous présenterons une étude théorique sur la machine étudiée concernant son principe de fonctionnement, modes de fonctionnement, configurations et ses applications. Ensuite, les différentes stratégies de commande et ses avantages et inconvénients apportées par cette machine.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons d'abord la modélisation classique de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma bloc. Ensuite, nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude.

Au troisième chapitre, nous présenterons le principe de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation, en plus d'un bref rappel sur le principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté. Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Ensuite une étude sur l'outil qui sera utilisé pour développer ce travail qui est la logique floue. Cette étude représente les différents aspects caractérisant cette branche de l'intelligence artificielle, à savoir : l'architecture, le principe de fonctionnement, les différents types, ..., etc. D'autre part, ce chapitre présente l'association de cette commande avec les deux types de la logique floue 1 et 2. Différents résultats de simulation et interprétations accompagnent la méthode étudiée, tout en démontrant leurs insuffisances en cas de variations paramétriques.

Le quatrième chapitre est consacré à la commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant. Après un bref rappel de quelques éléments de théorie nécessaires pour la mise en œuvre d'une régulation. La structure retenue est une configuration utilisant le principe de la commande équivalente. La surface de commutation nécessaire pour l'utilisation d'une régulation à mode glissant est choisie égale à l'erreur. Le vecteur de commande équivalente permet de maintenir le système en mode glissant sur la surface de commutation. Dans la deuxième partie du chapitre nous présenterons une commande par mode de glissement à base de la logique floue. Enfin, les performances et les améliorations qu'apporte cette dernière par

rapport au réglage classique seront montrées à travers des résultats de simulation et des interprétations.

Le dernier chapitre a pour but d'élaborer d'une commande non linéaire robuste à base de la logique floue et la commande par backstepping. Cette commande consiste à remplacer les régulateurs appliqués à la commande backstepping par des régulateurs à base de la logique floue du type 1. Donc, une stratégie intelligente de contrôle hybride backstepping-floue sera présentée et évaluée par de nombreuses simulations tenant compte des incertitudes paramétriques permettent de vérifier l'intérêt de cette approche et d'effectuer des comparaisons vis-à-vis des résultats obtenus dans les chapitres précédents.

Pour clore ce travail, une conclusion générale est donnée pour conclure et faire les remarques sur la présente étude et éventuellement énoncer quelques pistes de travaux futurs à explorer en tant que perspectives.

Par ailleurs, plusieurs notions théoriques et définitions indispensables ainsi que les paramètres de la machine et de la commande sont présentés en annexes.

Chapitre I :

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

I.1 Introduction

Dans le domaine d'utilisation des vitesses variables il existe une solution nouvelle et originale utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation, c'est une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statorique et rotorique sont connectés à des sources électriques.

La machine asynchrone à double alimentation "MADA" a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne. Nos travaux concernent le fonctionnement en moteur à vitesse variable, principalement au niveau de l'étude et de la synthèse de commandes robustes.

Dans ce chapitre, une étude technique globale sur la MADA sera présentée. Nous débuterons par une brève étude théorique sur la machine étudiée concernant son principe de fonctionnement, description de sa structure, de ses modes de fonctionnement, puis les configurations de son alimentation et ses applications comme moteur et comme générateur. Ensuite, nous donnons les différentes stratégies de commande et ses avantages et inconvénients apportés par cette machine.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable.

La machine asynchrone à double alimentation "MADA", connue depuis 1899 [1], ont été initialement étudiées en tant que moteur à grande vitesse alimentée par ses deux armateurs et fonctionnant à la double vitesse synchrone. Elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [3].

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'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [36, 37]. 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 [38], le schéma de la figure (I.1) représente le principe de l'alimentation de la MADA.

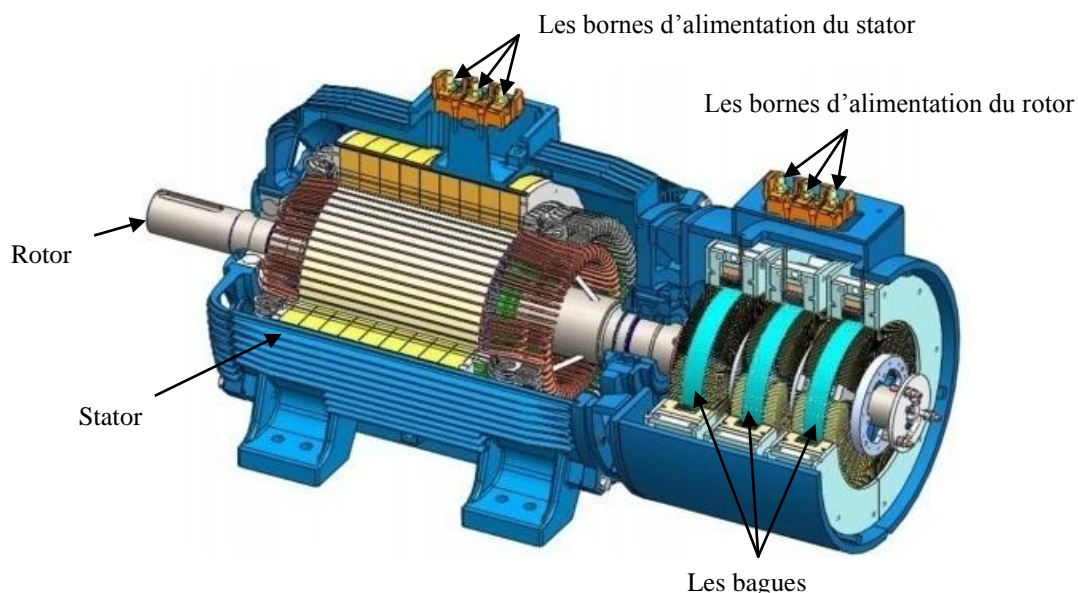


Figure (I.1) : Principe de l'alimentation de la MADA [39].

I.3 Description et principe de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone double alimentation joue un très grand rôle dans les systèmes de conversion d'énergie éoliens. L'utilisation d'une telle machine exige l'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau ce qui permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [40-42].

La MADA à une double accessibilité au stator et au rotor. Dans son fonctionnement, elle s'apparente au fonctionnement de la machine synchrone avec une vitesse constante du fait de l'imposition des fréquences aux deux armatures et le caractère asynchrone est lié à la différence de vitesse entre le champ statorique et le rotor. Sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures alimentées par des sources à courant alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de "machine synchrone excitation alternative". Dans ce qui suit, nous allons considérer en détail la structure de cette machine, ses différentes classifications, ainsi que le principe de fonctionnement.

I.3.1 Structure de la MADA

Selon la conception du rotor, plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie.

I.3.1.1 MADA à rotor bobiné

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoiles dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants. Le contrôle de la machine se fait par le contrôle de la puissance nominale qui circule dans le rotor à travers un convertisseur de puissance réduite et moins coûteux [4, 7].

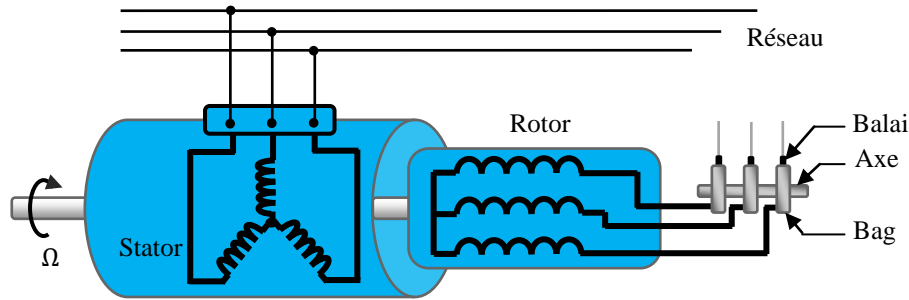


Figure (I.2) : Schéma de principe de la MADA à rotor bobiné.

I.3.1.2 MADA sans balais

Cette machine est très proche à la précédente, sauf que cette fois-ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et a cage d'écoreuil. Nous présentons sur la figure (I.3) un schéma de principe de ce type de machine.

Il existe d'autres types comme la MADA à réluctance qui utilise le principe d'un moteur à réluctance variable ainsi que la MADA "tandem" qui possède un rotor à cage et deux enroulements statoriques, l'un est fixe tandis que l'autre peut être tournant [4].

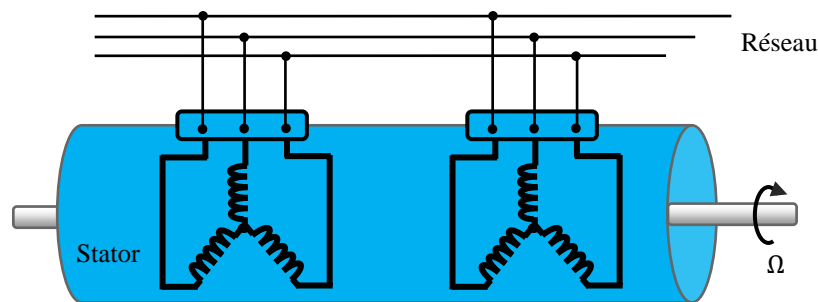


Figure (I.3) : Schéma de principe de la MADA sans balai.

I.3.1.3 MADA en cascade

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation cotée stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension triphasée [4, 43].

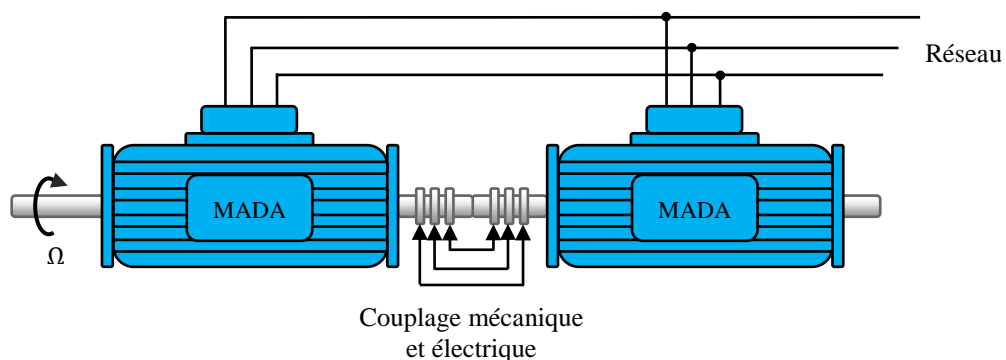


Figure (I.4) : Schéma de principe de la MADA en cascade.

I.3.2 Comparaison entre les différentes MADAs

Le tableau (I.1) donne une brève comparaison des différentes variantes de la MADA les plus attractives dans littérature. Les critères de comparaison sont fondés sur : la complexité de la construction de la machine, la puissance traitée par convertisseur associé à la machine et la stratégie de contrôle [44-46].

On constate sur le plan technique que toutes les machines doivent fonctionner pour une vitesse autour de celle de synchronisme et nécessitent pour leur commande un convertisseur bidirectionnel de puissance. Dans cette condition, plus la gamme opérationnelle est étroite (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme) plus la puissance traitée par le convertisseur est réduite. Même du point de vue stratégie de commande il n'y a pas de grande différence entre ces machines [46].

Tableau (I.1) : Classification et comparaison des différents types de la MADA.

Type	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande	Avantages et inconvénients
MADA à rotor bobiné	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre le couple et le flux électromagnétique	- Grand plage de variation de vitesse - Flexibilité au contrôle rotorique et statorique
MADA sans balais	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la machine à rotor bobiné	- Efficace pour grandes puissance - Faible plage de variation de vitesse
MADA en cascade	Difficile	Comme la machine à rotor bobiné	Orientation du flux statorique avec le découplage entre le couple et le flux	- Fort couple et vitesse variable - Plus volumineuse

I.3.3 Principe de fonctionnement de la MADA

En admettant que l'enroulement statorique de la MADA est connecté directement au réseau, que l'enroulement rotorique triphasé est relié à un convertisseur de puissance bidirectionnelle à travers un système balais-bagues et que les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques [28, 29], la vitesse angulaire de rotation du rotor sera définie par :

$$\omega = \omega_s \pm \omega_r = P\Omega \quad (\text{I.1})$$

Avec :

ω_s, ω_r : les pulsations statoriques et rotoriques respectivement ;

Ω : la vitesse mécanique du rotor ;

P : le nombre de paires de pôle.

Le signe positive (+) dans l'équation (I.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ($\omega < \omega_s$), (en régime hypo-synchrone). Le signe négative (-) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator et du rotor tournant dans des sens opposés et que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone.

Dans ce cas le glissement est défini par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{f_r}{f_s} \quad (\text{I.2})$$

Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, ont distingué quatre modes de fonctionnement de la machine selon la valeur du coefficient de glissement g .

- **Régime stationnaire** : ($\omega = 0 \Rightarrow g = 1$). Dans ce cas, le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.
- **Régime hypo-synchrone** : ($\omega < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$), le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.
- **Régime synchrone** : ($\omega = \omega_s \Rightarrow g = 0$), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ($\omega_r = 0$), par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- **Régime hyper-synchrone** : ($\omega > \omega_s \Rightarrow g < 0$), par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

I.4 Modes de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone à cage, la MADA peut fonctionner en moteur et en générateur. La différence réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de

rotation qui définit 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 fonctionnement en hyper ou hypo synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [5-7, 47-50].

I.4.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie par le réseau au stator, une partie de cette puissance est transformée en énergie mécanique, l'autre partie qui est la puissance de glissement est injectée au réseau à travers les contacts glissants du rotor (figure (I.5)). Dans ce cas, la machine fonctionne en mode moteur en dessous de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone à cage peut fonctionner ainsi, mais la puissance de glissement est dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor.

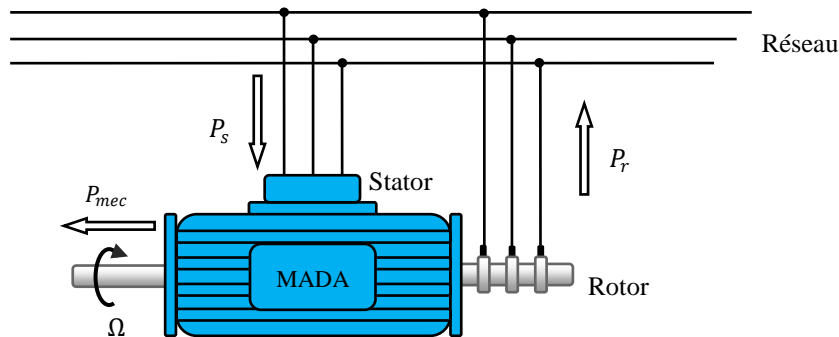


Figure (I.5) : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

I.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

Dans ce cas, les deux enroulements rotorique et statorique reçoivent la puissance électrique de réseau. Cette dernière doit être convertie en puissance mécanique. Le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est en opposition de phase avec celui du stator et la machine fonctionne en moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

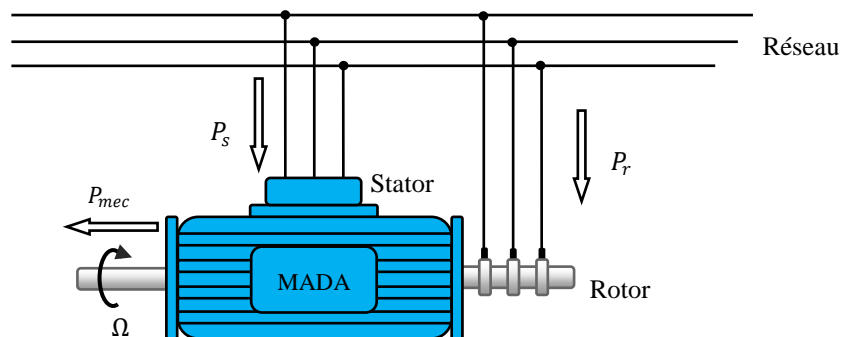


Figure (I.6) : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

I.4.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

Dans ce mode de fonctionnement, l'énergie mécanique est transmise à l'arbre de la machine pour être convertie en puissance électrique fournie au réseau par le stator. Une partie

de cette puissance est convertie en puissance de glissement. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de la vitesse de rotation, la vitesse en dessous de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas fonctionner dans ce mode.

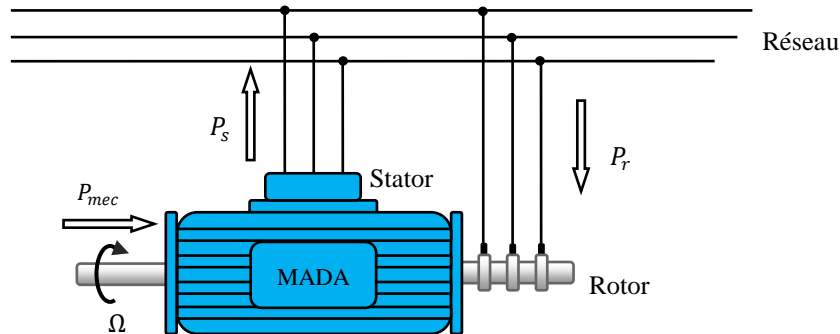


Figure (I.7) : Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone.

I.4.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance mécanique fournie à la machine est convertie en puissance électrique, et la totalité de cette puissance est transmise au réseau par le stator. La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau, la machine fonctionne en mode générateur au-dessus de la vitesse du synchronisme. La machine asynchrone classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais avec une puissance de glissement totalement dissipée en pertes Joule dans le rotor.

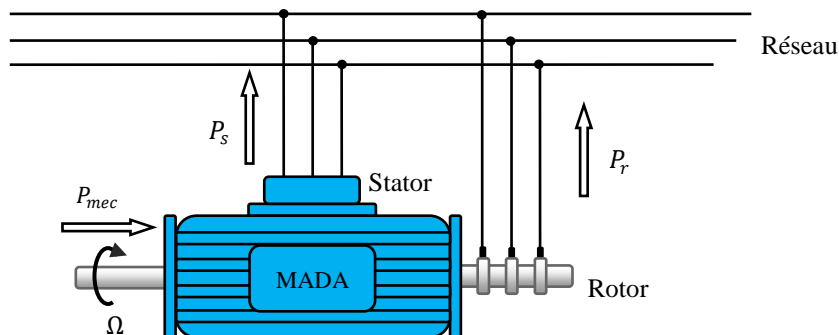


Figure (I.8) : Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.

I.5 Différentes configurations de la MADA à rotor bobiné

Le mode de fonctionnement de la MADA aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur est imposé par la commande des tensions rotoriques. Chaque mode est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisi. Les différentes configurations les plus utilisées pour ces deux modes de fonctionnement sont présentées ci-dessous.

I.5.1 Configuration pour application en moteur

La variation de la vitesse des machines synchrones et asynchrones classiques nécessitent la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un redresseur puis

d'un onduleur. Généralement, ces deux convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70%, en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques [5,7, 14, 45].

I.5.1.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration est basée sur la connexion des enroulements statoriques directement au réseau, alors que le rotor est alimenté via un redresseur à diodes et un onduleur dimensionnés à 30% pour une puissance maximale, ce qui permet de réduire considérablement le coût de l'installation.

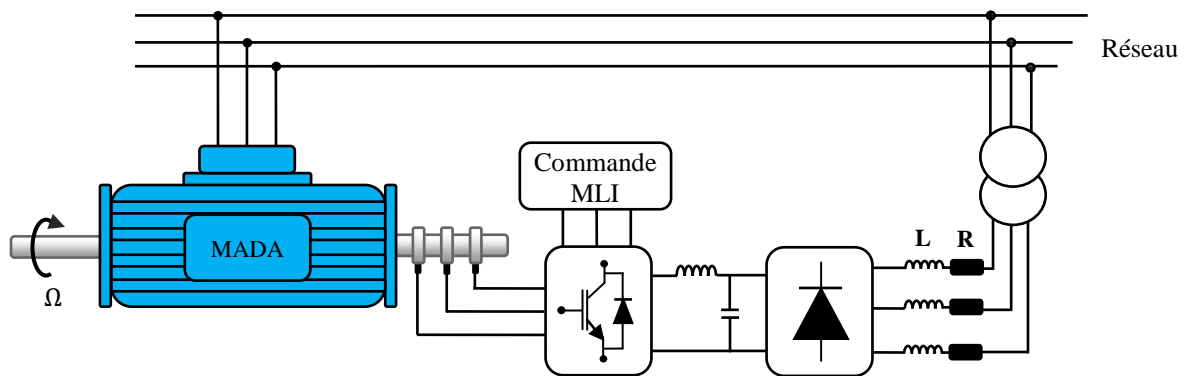


Figure (I.9) : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

I.5.1.2 Stator relié au réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur

Pour éliminer l'inconvénient majeur du dispositif précédent (la bidirectionnalité du flux d'énergie entre le rotor et le réseau), on remplace l'association redresseur-onduleur par un cycloconvertisseur qui reçoit une tension d'une fréquence donnée du réseau pour la transformée en une autre tension de fréquence inférieure. Cependant, cette configuration à son tour génère des harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif.

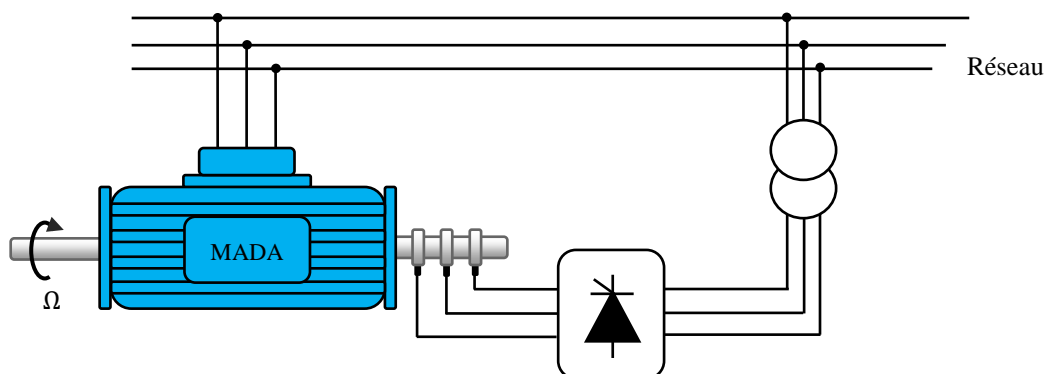


Figure (I.10) : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté est par un cycloconvertisseur.

I.5.1.3 MADA alimentée par deux convertisseurs indépendants

Afin de minimiser et de limiter ces perturbations harmoniques importantes et améliorer le facteur de puissance, on alimente le stator et le rotor de la MADA par des onduleurs ayant des

redresseurs soit indépendants, soit communs (figure (I.11)). Cette structure permet d'obtenir de très bonnes performances et un contrôle plus facile.

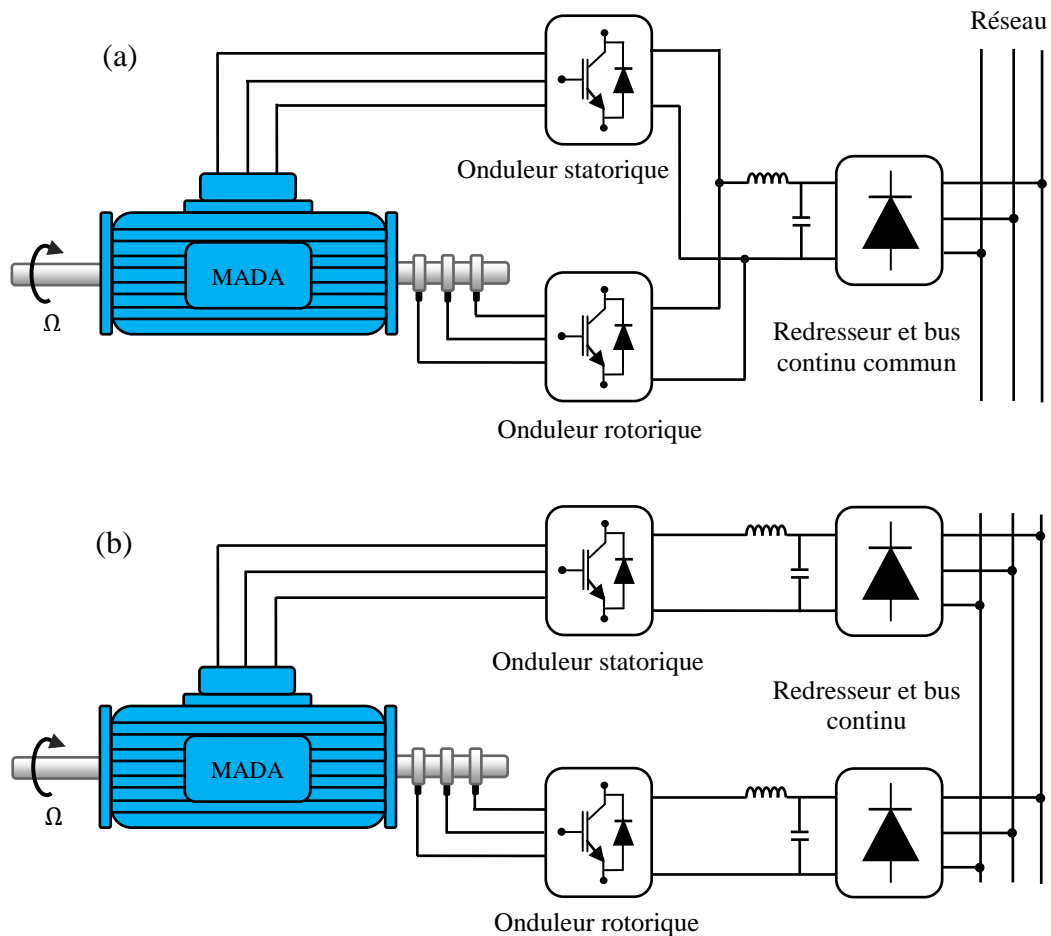


Figure (I.11) : Schéma synoptique pour une alimentation par deux cycloconvertisseurs.

I.5.2 Configuration pour application en génératrice

Dans cette partie, on s'intéresse à la MADA à rotor bobiné et son utilisation pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne. 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 [7, 44-47].

I.5.2.1 MADA à énergie rotoïque dissipée

Le stator est directement connecté au réseau tandis que le rotor est connecté à un redresseur suivi d'un hacheur à IGBT, débitant sur une grande charge résistive pour supporter la puissance dissipée par l'enroulement rotorique.

Le convertisseur qui doit être de grande puissance permet, d'une part, de varier cette énergie dissipée, et de fonctionner à vitesse variable tout en gardant la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone stable, d'autre part.

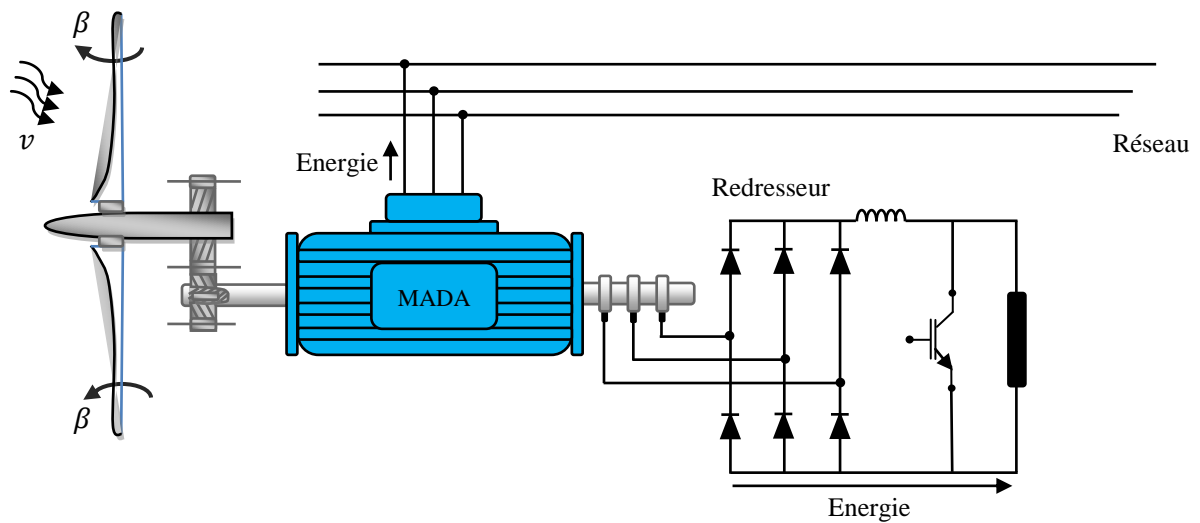


Figure (I.12) : MADA à énergie rotorique dissipée.

I.5.2.2 Structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau.

Dans cette structure, le convertisseur est réduit par rapport à la puissance nominale de la machine, par contre elle présente des inconvénients tels que l'affectation du facteur de puissance lors de l'utilisation des thyristors dans l'onduleur, et la présence d'un redresseur unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau).

Ce système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme (hyper synchrone).

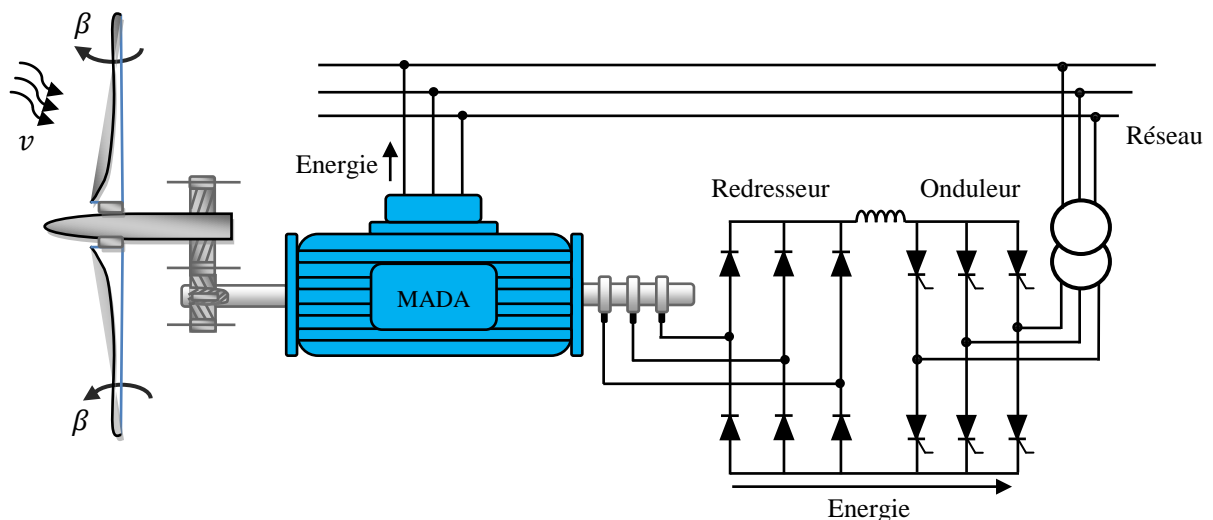


Figure (I.13) : MADA à structure de Kramer.

I.5.2.3 Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Afin de rendre la structure précédente réversible et échanger l'énergie entre le rotor et le réseau, l'association du redresseur et l'onduleur peuvent être remplacés par un cycloconvertisseur. L'utilisation de ce dernier permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variant de $\pm 30\%$ autour de la vitesse du synchronisme, et le système peut fonctionner ainsi en hypo synchrone ou hyper synchronisme. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif.

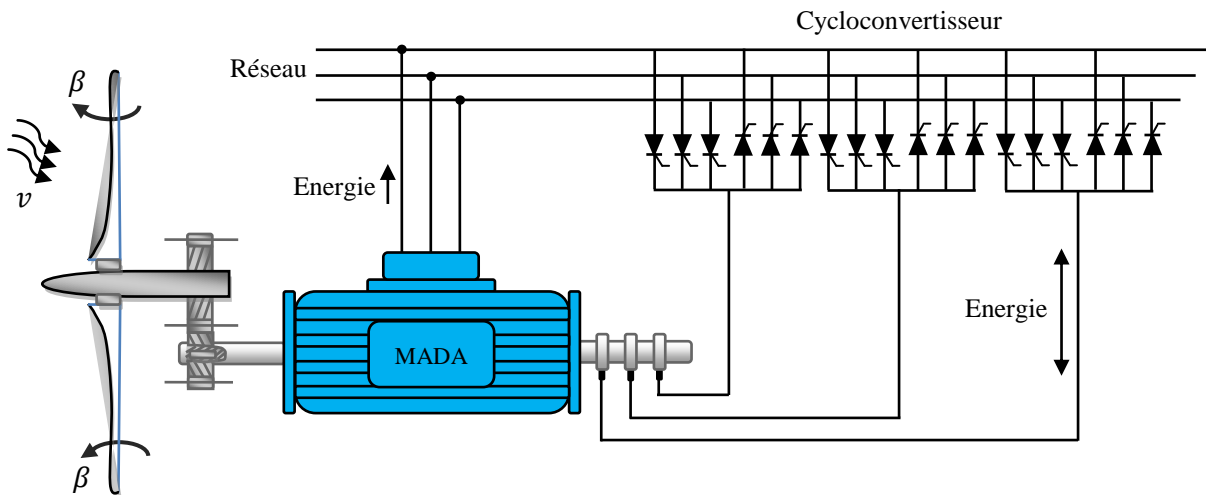


Figure (I.14) : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.

I.5.2.4 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Une autre structure intéressante (voir la figure (I.15)) utilise deux ponts triphasés à IGBT commandables par modulation de largeur d'impulsions. Elle constitue de deux convertisseurs à interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture avec une fréquence de commutation importante qui permet de diminuer les harmoniques et faciliter le filtrage. Le convertisseur côté rotor permet la commande des puissances générées au stator et l'injecte au réseau, l'autre convertisseur permet le contrôle du bus continu et le maintenir constant ce qui rend le facteur de puissance côté réseau unitaire.

Ce choix permet d'agir sur deux degrés de liberté pour chaque convertisseur : un contrôle du flux et de la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine et un contrôle des puissances actives et réactives transitées du côté du réseau.

Cette structure la plus utilisée voyait les avantages qu'elle apporte. Elle permet de réduire les harmoniques et d'augmenter la possibilité de commande par rapport à la structure précédente. Elle offre aussi une gestion de puissance très efficace en utilisant une interface d'électronique de puissance dimensionnée pour un tiers de la puissance nominale de la machine, et ces pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, la bidirectionnalité de là cette interface autorise le fonctionnement hyper et hypo synchrone.

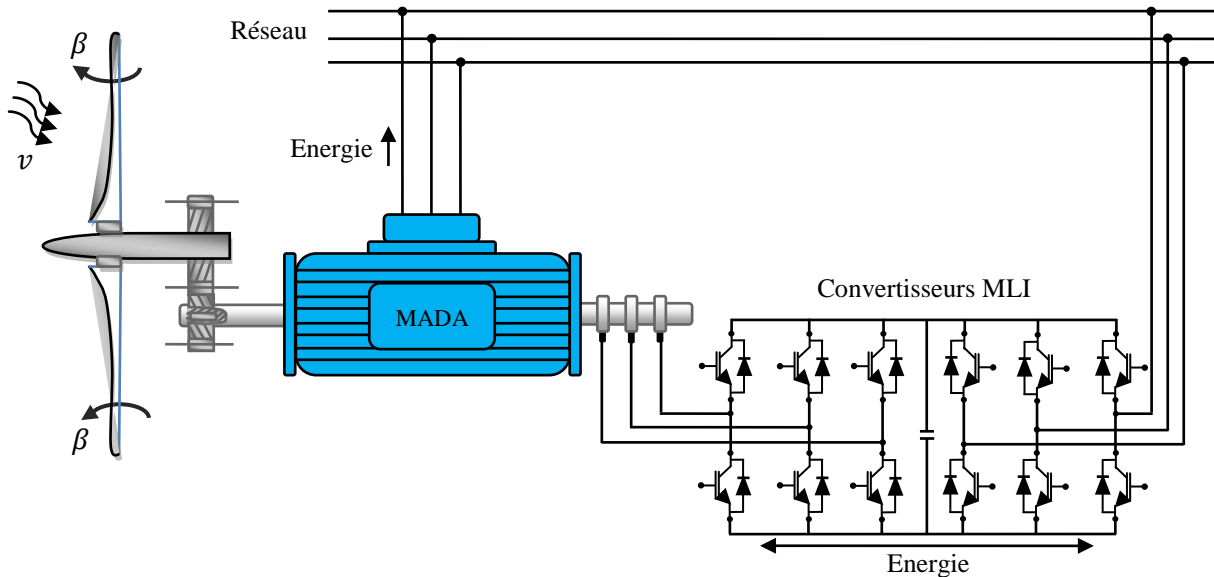


Figure (I.15) : Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.

I.6 Entraînements à vitesse variable

La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile en générale parce que ces moteurs sont déjà pré-réglés. Seulement avec l'apparition de l'électronique de puissance, il est possible d'agir et de modifier la vitesse.

Pour faire varier la vitesse d'une machine asynchrone, deux actions sont possibles, action sur le stator ou action sur le rotor [28].

I.6.1 Coté stator

- Modification du nombre de paires de pôles : Ceci donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.
- Changement de la tension appliquée au moteur : Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique $C_r = K\Omega^2$.
- Changement de la fréquence du réseau La fréquence de rotation de la machine étant au glissement près proportionnel à la fréquence d'alimentation des enroulements statorique, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une

fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un cycloconvertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

I.6.2 Coté rotor

- Variation des résistances rotoriques (action sur le glissement) : L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse de la MADA au dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor c'est la cascade hypo synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.
- Variation de fréquences de convertisseur rotorique : Alors que pour la MADA comme on l'a vu précédemment on agit par la variation de la fréquence du convertisseur qui alimente le rotor.

I.7 Domaines d'application de la MADA

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables notamment dans les systèmes éoliens [51], ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles [52].

I.7.1 Applications en moteur

Les systèmes d'entraînement électriques transforment l'énergie électrique en énergie mécanique pour des applications utiles. Dans ce cas, le moteur électrique est le composant noyau d'un tel système d'entraînement électrique. Généralement, il y a trois critères essentiels pour la sélection des moteurs électriques pour les applications dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable [52] :

- Rendement énergétique ;
- Exigence de la commande en vitesse ou en position ;
- Amélioration de la réponse en régime transitoire ;

Le moteur asynchrone à double alimentation à rotor bobiné offre des nombreux avantages par rapport au moteur asynchrone et synchrone surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement. De plus, il présente un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste tel que [28] :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- L'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges, ..., etc.

I.7.2 Applications en génératrice

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée telle que [5, 28, 45] :

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Les éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

I.8 Avantages et inconvénients de la MADA

Un intérêt croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation pour plusieurs raisons à cause de sa structure qui lui permet de fonctionner comme la machine asynchrone et synchrone [53]. Les principaux avantages et inconvénients de la MADA lors l'utilisation dans les différents domaines des vitesses variables sont [3-7] :

I.8.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer :

- Un plus grand nombre de degrés de liberté liés à l'accessibilité aux variables rotoriques ;
- La possibilité de partager le courant magnétisant entre les deux armatures de la machine en fonctionnement moteur ;
- Une grande flexibilité et une grande précision lors des contrôles du flux et du couple électromagnétique grâce à l'accès au rotor qui offre la possibilité de contrôler ses grandeurs électriques (courant et tension) ;
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale ;
- La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donne ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique ;
- Le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme dans ce cas les pertes des interrupteurs à semi-conducteur sont faibles et par conséquent un rendement élevé du système de conversion ;
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce

fonctionnement présent la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones et asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée ;

- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances ;
- La MADA est une "machine généralisée", elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application ;
- Un fonctionnement en régime dégradé plus souple que la machine à simple alimentation, quand un onduleur tombe en panne.

I.8.2 Inconvénients de la MADA

Malgré les avantages, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système bague balais comme :

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire ;
- L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) ;
- Nécessite une maintenance périodique ce qui va augmenter le coût d'exploitation.

I.9 Commandes de la machine asynchrone à double alimentation

L'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation a fait l'objet de nombreuses investigations en recherche autant en fonctionnement moteur qu'en fonctionnement générateur. Du point de vue de l'automatique, cette machine est une dynamique de caractéristiques non linéaires, multivariable et fortement couplé, dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge. Aussi, certaines variables ne sont pas mesurables, notamment les flux. L'évolution de l'électronique de puissance, la micro-électronique et la micro-informatique ont permis de développer des algorithmes de commande de cette machine.

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

I.9.1 Commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne et la plus simple des lois de commande des machines asynchrones, équipe un grand nombre de variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple. Elle est utilisée

essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes [17].

De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation, ..., etc. Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités du couple électromagnétique, le flux doit être maintenu dans une large plage, égal à sa valeur nominale. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge. La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur. Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent [54, 55].

Parmi les travaux récents sur la commande scalaire qui ont eu pour objectives son amélioration cette commande en utilisant des techniques modernes telles que les régulateurs à logique floue [56, 57], ou par l'adjonction d'algorithmes de calcul utilisant la mesure des paramètres de la machine [58], mais cela risque d'augmenter la complexité de la commande. Quelques travaux l'ont même utilisée dans le domaine de la production de l'énergie électrique par les énergies renouvelables telles que l'éolienne [59, 60] et la photovoltaïque [61].

I.9.2 Commande vectorielle à flux orienté (FOC)

Les origines de la FOC viennent de l'Allemagne. L'un des premiers, Hannakam a mis au point un modèle dynamique de la MAS par un ordinateur analogique en 1959. C'est alors qu'en 1964, Pfaff étudia le comportement dynamique de la MAS avec une alimentation à fréquence variable. Ces publications en conjonction avec ceux de Kovacs et Racz, sont devenues les piliers du concept de la commande vectorielle indirecte (IFOC) présenté par Hasse en 1968. Par la suite, en 1971 Blaschke développa la commande vectorielle directe (DFOC) dans les laboratoires de Siemens. Ces deux méthodes proposèrent une orientation alignée au vecteur du flux rotorique. Elle a été commercialisée par la société Siemens au début des années 80 [62].

La commande vectorielle, a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée où le découplage

entre les grandeurs commandantes le flux et le couple sont naturellement accomplis. Cette commande par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone à double alimentation.

Les premiers travaux sur la commande vectorielle de la MADA, ont été effectués par D. Lecocq [63-67] et la seconde étudiée par R. Ghosn [68-72]. À ces travaux s'ajoutent ceux de L. Morel et D. Ramuz [73-78], ainsi que de P.E. Vidal [4]. Dans les dernières années on trouve plusieurs travaux pour améliorer les performances de la commande vectorielle de la MADA, soit en moteur ou générateur [79-82].

I.9.3 Commande directe du couple (DTC)

Toujours en quête de meilleures solutions de contrôle, en 1986 une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi [83]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple électromagnétique de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension à l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux et le couple à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimale à appliquer à chaque instant de commutation [84].

La commande directe du couple consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [85-87].

Vu le nombre important des travaux dans ce domaine nous allons se restreindre à citer un échantillon sur les principaux axes d'intérêts des chercheurs qui ont voulu contribuer à l'amélioration de la DTC. Il y a, A. Zemit [88] appliqué la commande DTC classique sur la machine asynchrone à double alimentation pour améliorer ses performances. La stratégie de contrôle de la machine basée sur le contrôle direct (DTC), utilisez un régulateur IP. N. El Ouanjli [89], présenté le contrôle du couple direct appliqué au moteur à induction, alimenté par deux convertisseurs de tension, l'un sur un stator et de l'autre sur un rotor. L'approche de contrôle étudiée fournit une solution très intéressante aux problèmes de robustesse rencontrés dans la commande orientée sur le terrain. O. A. Mohammed [90], propose l'étude des performances d'une MADA commandée par un contrôle direct du couple (DTC) avec un

facteur de puissance unitaire au rotor. Il présente des résultats de simulations et expérimentales. Cette stratégie de contrôle est possible pour la MADA, le contrôle du couple justifie les bonnes performances de la méthode proposée. A. M. S. Mendes [91] propose la reconfiguration du mode de fonctionnement d'une machine à cage suite à un défaut onduleur en se basant sur la redondance du nombre de phases. Il compare les résultats obtenus pour une machine commandée par un contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique puis commandé par DTC. F. Bonnet [92], développée une structure biconverter pour alimenter la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Deux onduleurs de source de tension (VSI) alimentent le stator et enroulements de rotor. Les sorties des deux VSI sont combinées électromécaniquement dans la machine et, par conséquent, de nouvelles fonctionnalités peuvent être obtenues. Par exemple, pour les applications d'entraînement à haute puissance. Les résultats expérimentaux et de simulation sont confirmés la technique proposée. Enfin, N. El Ouanjli [93] présente la stratégie de contrôle direct du couple (DTC) pour le moteur à induction à double alimentation connecté à deux onduleurs de source de tension à trois niveaux (3 LVSI) avec une structure à point neutre (NPC). Cette méthode de contrôle permet de réduire le couple et les ondulations de flux ainsi que d'optimiser la distorsion harmonique totale (THD) des courants du moteur. L'utilisation de 3 LVSI augmente le nombre de tensions générés, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde et améliore ainsi la stratégie DTC. L'analyse des résultats de simulation montre les meilleures performances de ce contrôle, notamment le couple et le comportement du flux, par rapport au DTC conventionnel.

I.9.4 Commande par mode glissant

La commande par mode glissant est basée sur une logique de commutation, son objectif est de synthétiser une variété de surface telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité. Par la suite, on détermine une loi de commande qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface en se basant sur la théorie de Lyapunov [94].

Le mode de glissement (Sliding mode), est un mode de fonctionnements particuliers des systèmes de réglage à structure variable [95]. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-unis par Soltine, et au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [96-100]. La commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [101].

Les travaux qui ont traité la commande par mode de glissant de la MADA sont un nombre important, nous citons à titre d'exemple : P. E. Vidal [102] présente une stratégie de contrôle origine pour la MADA, à laquelle les circuits de stator et de rotor sont connectés à des onduleurs de source de tension à modulation de largeur d'impulsion (PWM) individuelle. Cette configuration réduit la taille des convertisseurs de puissance. Cette méthode de contrôle rend le système plus stable par rapport à un couple de charge occurrence. La répartition de puissance permet d'envisager un fonctionnement totalement satisfaisant du système d'entraînement du plan couple-vitesse. Y. Bekakra [103] présente la commande vectorielle directe orientée (DFOC) de la MADA avec le contrôle de la structure variable basé sur le contrôle de mode glissant (SMC). L'objectif est de rendre la vitesse et le contrôle du flux robustes aux variations paramétriques. L'utilisation de la méthode du mode glissant offre de très bonnes performances pour le fonctionnement du moteur et la robustesse de la loi de commande malgré la perturbation externe. L'auteur de [104] propose un contrôleur non linéaire pour le moteur asynchrone à double alimentation. Le contrôleur est conçu sur la base d'une technique de contrôle de linéarisation entrées-sorties, combinée avec un observateur en mode glissant. Le modèle utilisé de l'ordre 5 de référence (d, q) avec les composantes du courant du stator et du flux du rotor comme variables d'état. Le contrôleur non linéaire permet les signaux de couple et de flux suivre parfaitement leurs références malgré les variations de résistance du stator et du rotor. Dans [105], les auteurs ont présenté un algorithme de contrôle non linéaire basé sur le mode de glissement d'ordre deux pour résoudre le problème de la vibration sur le couple électromagnétique développé par la MADA. Les résultats de la simulation montrent l'efficacité de la méthode proposée, notamment la réponse aux variations du couple de charge et la robustesse aux variations des paramètres de la machine.

I.9.5 Commandes avancées de la MADA

Parmi les commandes développées pour le contrôle de la MADA on peut citer la commande par backstepping, où cette approche est très récente pour la commande des systèmes non linéaires. La méthode de commande est récursive représentant un outil bien connu pour l'étude de la stabilité des systèmes dynamiques à base de la théorie de Lyapunov. Dans [106], les auteurs ont traité le problème du contrôle des machines à induction à double alimentation, où le système contrôlé est non linéaire compris la machine et le redresseur AC/DC associé de l'onduleur DC/AC, un contrôleur non linéaire multi-boucle est développé, en utilisant la technique de conception de backstepping. Le contrôleur est formellement prouvé pour atteindre ses objectifs, à savoir un suivi précis de la vitesse du moteur, une régulation stricte de la tension du circuit intermédiaire et une correction du facteur de puissance. Les développements théoriques sont validés par des résultats de simulation. Dans [107], un

nouveau schéma de commande non linéaire sans capteur de vitesse est présenté pour la commande de la MADA. Le contrôleur proposé est conçu sur la base de la linéarisation entrées-sorties et la commande par mode de glissant avec un observateur adaptatif de backstepping. Le contrôleur présenté est capable de forcer les trajectoires des états du système à suivre les signaux de référence (le couple et le flux) malgré les incertitudes de résistance du stator et du rotor et les perturbations du couple de charge externe. Aussi, les auteurs dans [108] ont proposé un contrôleur non linéaire à base de la technique de contrôle adaptatif du backstepping, utilisant un modèle du cinquième ordre de la MADA dans la référence rotative (d, q) , en utilisant les composantes du courant rotorique et du flux statorique comme variables d'état. Le contrôleur proposé donne des bons résultats malgré les variations de résistance du stator et du rotor.

L'introduction des régulateurs intelligents tels basés sur la logique floue (fuzzy logic) établie au début des années 1965 par le professeur Zadeh [109], et les réseaux de neurones par McCulloch et Pitts [110], a permis d'ouvrir d'autres horizons dans le domaine de la commande de la machine asynchrone à double alimentation, surtout que ce type de régulateurs ne requiert pas de modèle précis.

Parmi les travaux on peut citer [111, 112] où l'auteur a remplacé le régulateur IP de la vitesse dans la commande vectorielle à flux statorique orienté de la MADA par un régulateur flou du type 1. Ensuite dans [29, 32, 113], le même auteur proposé un régulateur flou du type 2 qui remplaçait le régulateur classique IP de vitesse. Les contrôleurs flous ont démontré leur efficacité dans le contrôle de la MADA ont établi leur robustesse et que leurs performances sont moins sensibles aux variations de paramètres par rapport aux contrôleurs conventionnels. Dans [114], les auteurs ont présenté une comparaison entre un contrôleur de mode glissant et un contrôleur de mode glissant flou dans une commande de vitesse de la MADA, le contrôleur de mode glissant flou est conçu afin d'améliorer les performances de contrôle et de réduire le phénomène de chattering. Dans cette technique, la fonction de saturation est remplacée par un système d'inférence floue pour lisser l'action de contrôle. Le schéma proposé donne une réponse dynamique rapide sans dépassement et aucune erreur statique. Les résultats de la simulation ont montré que l'amélioration apportée par cette technique est meilleure par rapport au contrôle en mode glissant conventionnel (SMC) avec la présence de variations des paramètres du moteur.

Quant aux réseaux de neurones, ils sont surtout connus dans le domaine de l'identification, leur introduction aux boucles de contrôle a connu un essor considérable vu leur propriété intrinsèque d'être adaptatifs et tolérants aux défauts [54]. Les auteurs de [28, 115] Pour surmonter les problèmes des entraînements électriques qui influencés par

nombreuses contraintes telles que l'ondulation de couple, précision, robustesse, les variations des paramètres, ..., etc. ont proposé deux nouvelles stratégies hybrides de contrôle intelligent de la machine à induction à double alimentation (MADA). Le premier est la méthode DTC-AG dont le contrôleur PI est optimisé par les algorithmes génétiques, la seconde combine la méthode de contrôle direct du couple classique et les réseaux de neurones artificiels (DTC-RNA). Les deux stratégies de contrôle DTC-AG et DTC-RNA sont montrées meilleures performances par rapport à la DTC classique dans les deux états transitoires et stables, dont lesquels de nombreux avantages ont été confirmés, liés aux ondulations du couple et du flux, réduction du dépassement et du temps de réponse.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation, nous commençons par une comparaison et classification des différentes variantes de cette machine. Ensuite, pour notre étude nous avons choisi la MADA à rotor bobiné et nous présentons en détail sa structure, ses modes de fonctionnement, les configurations de son alimentation pour les deux fonctionnements, ses applications comme moteur et comme générateur ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

La structure d'alimentation où le stator est connecté directement au réseau et le rotor connecté au réseau à travers deux convertisseurs a été l'objet de notre étude vu les avantages qu'elle présente (un bon compromis entre la variation de vitesse qu'elle autorise et la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine).

Dans le but d'appliquer des commandes non linéaires sur la machine asynchrone à double alimentation, le prochain chapitre est consacré principalement sur la modélisation de cette machine sous forme d'équations mathématiques.

Chapitre II :

Modélisation de la MADA et de son alimentation

II.1 Introduction

Pour réaliser une commande performante d'un système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel du système. Pour la machine asynchrone à double alimentation, la modélisation est une phase indispensable qui nécessite une parfaite connaissance de la structure électromécanique, de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux). Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour l'élaboration des lois de commande.

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la MADA permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse, ..., etc.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation classique de la MADA et de son alimentation. Nous définirons un modèle mathématique de la machine en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé (A, B, C) . Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park. Ensuite, nous avons présenté la modélisation du système d'alimentation, premièrement l'onduleur de tension qui chargé de la conversion continu-alternatif et leur commande MLI de type sinus triangle puis le convertisseur côté réseau (redresseur à MLI). Une série de simulations réalisée à l'aide du logiciel Matlab/Simulink a été envisagée, non seulement dans le but de vérifier les performances de l'association Convertisseurs-MADA sous différentes conditions et valider les modèles obtenus, mais aussi en vue de leur emploi pour valider les stratégies de commandes développées dans les chapitres suivants.

II.2 Structure de la chaîne étudiée

De manière générale, les moteurs à courant alternatif et particulièrement les moteurs asynchrones, ont longtemps été considérés comme des actionneurs à vitesse constante ou quasi-constante. En effet leur vitesse de rotation est liée à la fréquence du réseau d'alimentation, et nécessite donc une tension et une fréquence réglable pour fonctionner à vitesse variable.

Ils ont aujourd'hui droit de citer dans les applications de vitesse variable et investissent progressivement tous les domaines de l'industrie. Ceci favorisé par le développement important de l'électronique de puissance, aussi bien au niveau des composants employés, des

convertisseurs que des commandes. Ainsi on est en mesure d'obtenir une énergie électrique, dont la fréquence de sortie peut être constante ou réglable, la mieux adaptée à l'application désirée à partir d'une source d'alimentation dont les caractéristiques sont figées.

Pour notre machine (MADA), la chaîne de conversion d'énergie adoptée est constituée de deux convertisseurs côté rotor conformément à la figure (II.1).

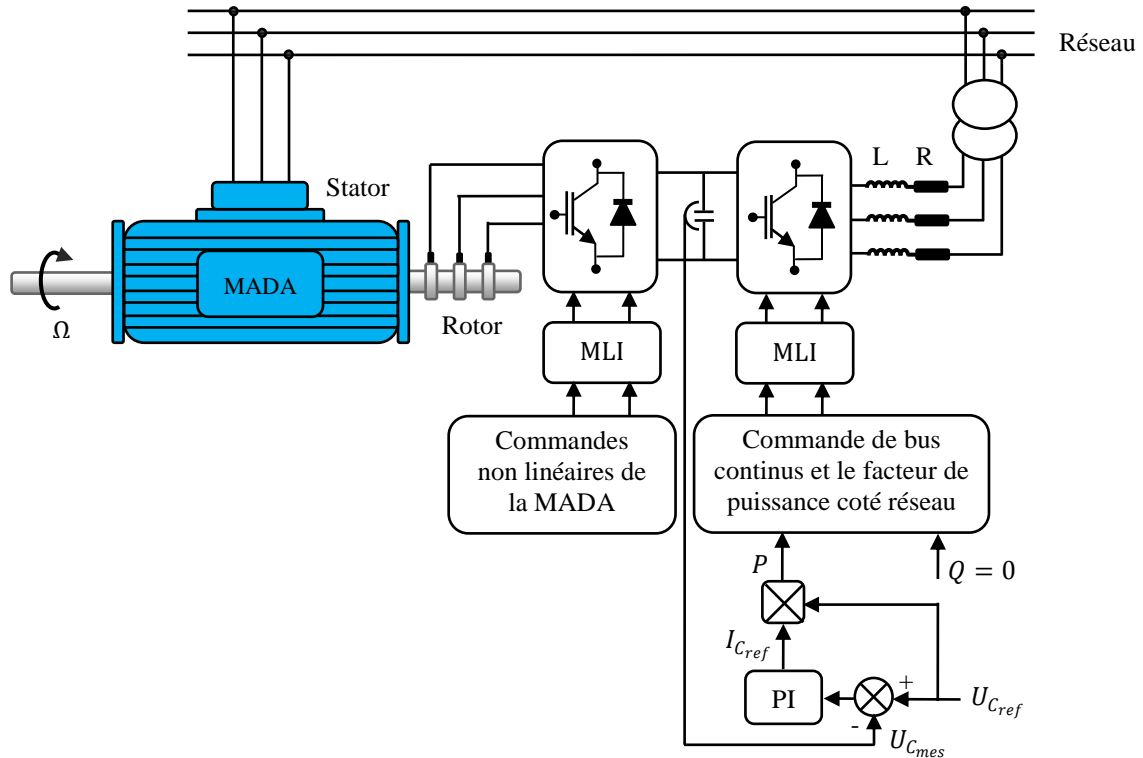


Figure (II.1) : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

La machine est alimentée par deux sources de tension, le stator connecté directement au réseau et le rotor piloté au moyen de deux convertisseurs de puissance bidirectionnelle fonctionnant en MLI est le système le plus utilisé dans la conversion d'énergie éolienne vu les avantages qu'il apporte [7]. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs. Dans ce chapitre, nous allons axer le travail sur la modélisation individuelle de chaque élément de cette chaîne de conversion.

II.3 Modélisation de la MADA

La machine asynchrone double alimentée se compose principalement de deux parties, stator et rotor. Le stator est 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 tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor relié à des bagues sur

lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator (A , B et C) sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoïdalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre.

La modélisation des machines électriques tournantes nécessite une parfaite connaissance de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [4].

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [3].

II.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser le moteur nous nous appuyeront sur un certains nombres d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées [3-7, 28, 29, 116]. Nous supposerons que :

- La machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator ;
- Le rotor est bobiné, les bobinages sont triphasés au stator et au rotor et possèdent P paires de pôles ;
- 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 ;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- L'effet de peau est négligé, donc la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs ;
- La résistance des différents enroulements de la machine est constante ;
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

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

- Les inductances propres entre les enroulements statoriques sont constantes ;
- Les inductances propres entre les enroulements rotoriques sont constantes ;
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale avec la position des enroulements ;
- Les flux magnétiques sont additifs.

II.3.2 Modèle mathématique de la MADA

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $(2\pi/3)$, ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence R_a et l'axe fixe de la phase statorique de référence S_a .

Les axes rotoriques tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (II.2).

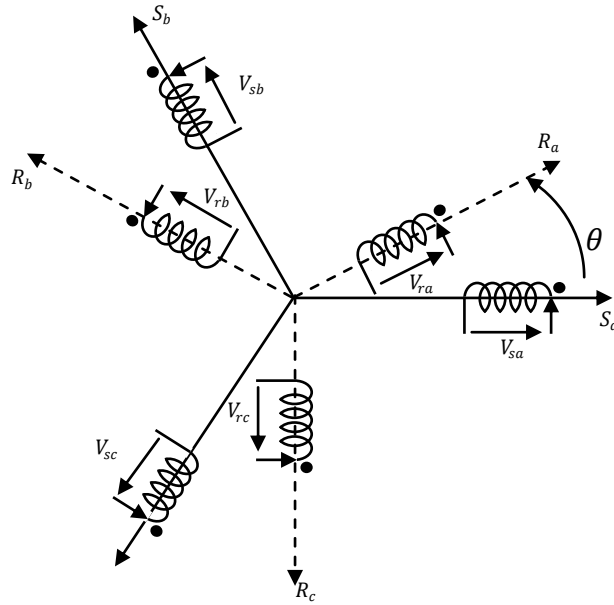


Figure (II.2) : Représentation schématique de la MADA dans le système triphasé.

II.3.2.1 Equations électriques

De la figure (II.2), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où sous formes matricielles :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

V , I et φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

II.3.2.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

l_s , l_r : inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s , M_r : inductances mutuelles entre deux phases statoriques et celles rotoriques.

M_1 , M_2 , M_3 : inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{II.8})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II.3.2.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f\Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

- C_{em} : le couple électromagnétique de la machine;
- C_r : le couple résistant;
- f : le coefficient de frottement visqueux de la MADA;
- Ω : la vitesse de rotation de l'axe de la MADA;
- J : l'inertie des parties tournantes.

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par [29] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [I]^T \frac{d[L]}{dt} \cdot [I] \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$[I]$: Matrice de courant total :

$$[I] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc} \quad I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$[L]$: Matrice inductance totale :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

P : Le nombre de pair de pôle ;

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 :

$$C_{em} = P \cdot [I_s]^T \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{II.17})$$

II.3.3 Transformation de PARK

Le modèle de la MADA dans le référentiel (A, B, C) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constants [3-7, 87, 117].

La transformation de Park est un outil mathématique qui permet le passage du système triphasé alternatif (repère (a, b, c)) à un système biphasé (repère (d, q)).

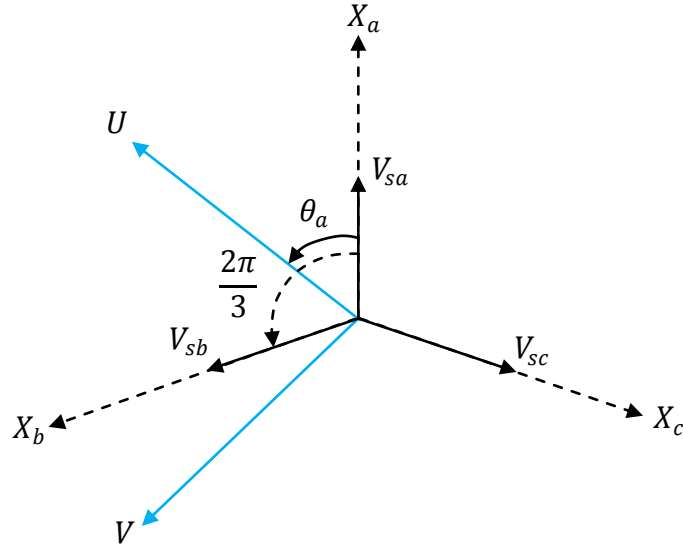


Figure (II.3) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (II.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} \cdot \cos\theta_a + V_{sb} \cdot \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cdot \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_{sv} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} \cdot \sin\theta_a + V_{sb} \cdot \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cdot \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le terme $\sqrt{\frac{2}{3}}$ exprime le passage du système triphasé au système biphasé avec conservation de puissance.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (II.18) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{II.19})$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (II.18) et (II.19) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

II.3.3.1 Equations électriques

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v) .

Les équations (II.3) et (II.4), donnent alors lieu au système suivant après le développement du calcul dans l'annexe [A].

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

II.3.3.2 Equations magnétiques

De même, les équations (II.5) et (II.6), et après le développement du calcul dans l'annexe [A] on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sv} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

II.3.3.3 Equation électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique par la transformation de Park est exprimé par quatre formules selon le choix des variables d'états (flux statorique / rotorique et courant statorique / rotorique).

$$C_{em} = P[\varphi_{su} I_{sv} - \varphi_{sv} I_{su}] \quad (\text{II.28})$$

$$C_{em} = P[\varphi_{rv} I_{ru} - \varphi_{ru} I_{rv}] \quad (\text{II.29})$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} [\varphi_{su} I_{rv} - \varphi_{sv} I_{ru}] \quad (\text{II.30})$$

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} [\varphi_{ru} I_{sv} - \varphi_{rv} I_{su}] \quad (\text{II.31})$$

p : Nombre de paire de pôles

II.3.4 Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (II.3).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$)

L'angle θ_a est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

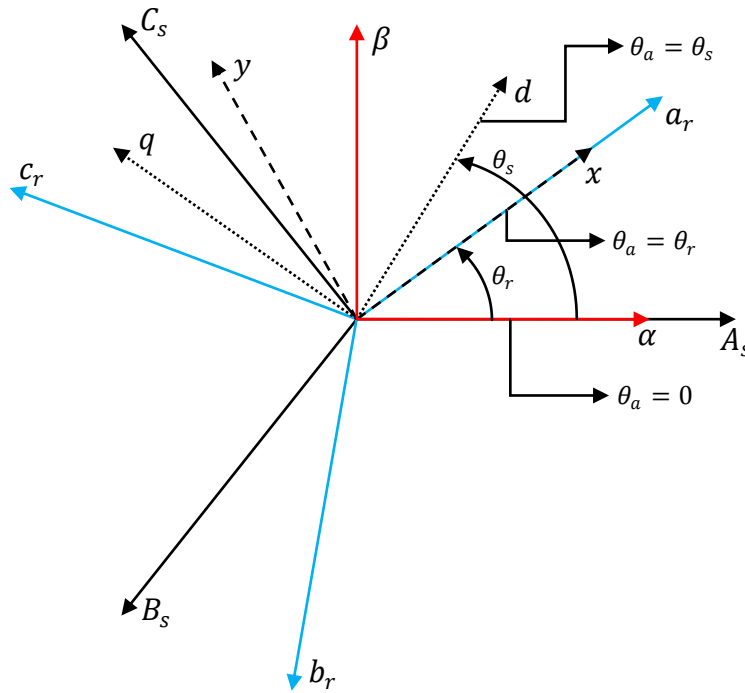


Figure (II.4) : Définition des axes réels du MADA par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

II.3.4.1 Référence (α, β)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u = \alpha \\ v = \beta \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

II.3.4.2 Référence (x, y)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} u = x \\ v = y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sx} \\ \varphi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_r - \omega) \\ (\omega_r - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

II.3.4.3 Référence (d, q)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} u = d \\ v = q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s, \text{ avec : } \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Les expressions des flux d'après les équations (II.26) et (II.27) sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} & (a) \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} & (b) \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} & (c) \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} & (d) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

II.3.5 Mise en équations d'états

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation alimentée en tension, tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et tensions rotoriques (V_{rd}, V_{rq}), et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les flux statoriques et les courants rotoriques ($\varphi_{sd} \ \varphi_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}$).

Après l'arrangement des équations (II.36), (II.37) et (II.38) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_s L_s I_{sq} - \omega_s M I_{rq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_s L_s I_{sd} + \omega_s M I_{rd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega L_r I_{rq} - \omega M I_{sq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} - \omega L_r I_{rd} + \omega M I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{II.40})$$

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.41})$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

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

B : Matrice de commande du système.

Telle que :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta\omega & -\delta & (\omega_s - \omega) \\ \beta\omega & \alpha & -(\omega_s - \omega) & -\delta \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

α, β et δ sont des constantes définies comme suit :

$$\alpha = \frac{M}{\sigma T_s L_s L_r}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{ et } \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{T_s L_s L_r} \right)$$

$$\text{Où : } T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + \omega_s [A_2] + \omega [A_3] \quad (\text{II.43})$$

Telle que :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}, [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & -1 \\ \beta & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour faire la simulation nous décomposons la matrice A et B en ensemble des matrices, voir l'annexe [B].

II.3.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone à double alimentation permet la simulation de la machine. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc, comme il est illustré sur la figure (II.5), à partir duquel la MADA est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz].

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [C].

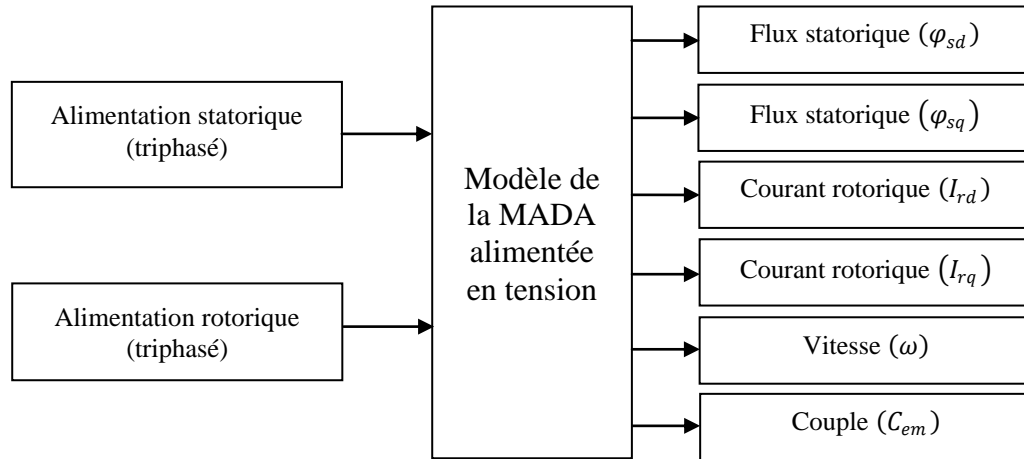
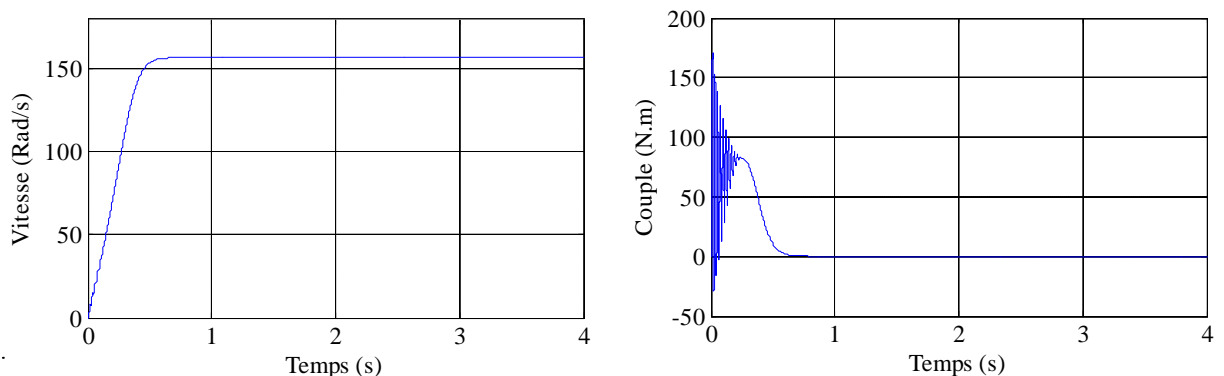


Figure (II.5) : Schéma bloc de simulation de la MADA.

II.3.6.1 Résultats de simulation sans alimentation rotorique

En première simulation, on a considéré le fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation à vide ($C_r = 0$ N.m). Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (II.6). On peut remarquer que l'allure de la caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s), le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire, après il se stabilise à une valeur nulle, les flux statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitude presque constante (1 Web) et les courants rotoriques présentent des oscillations excessives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.



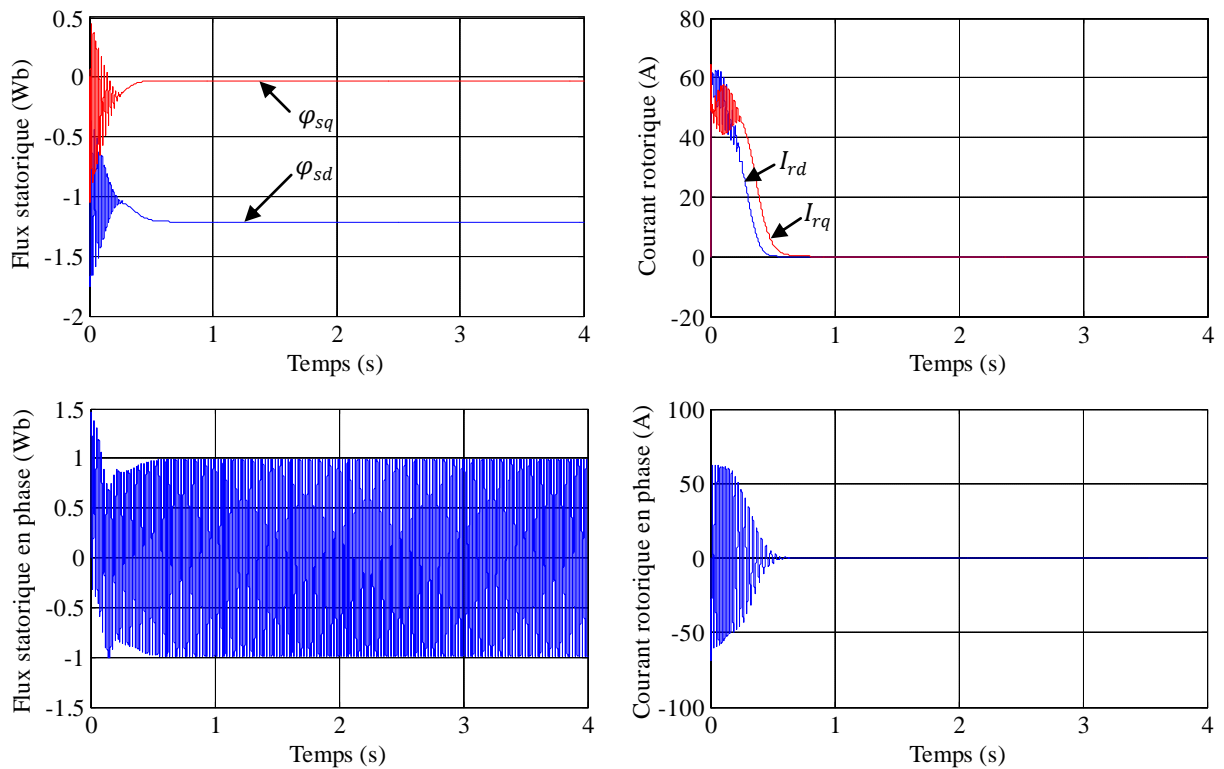
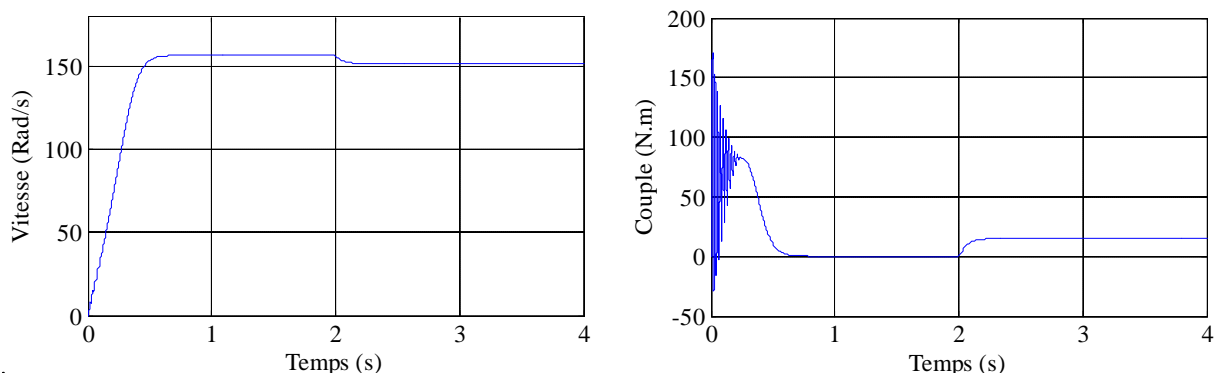


Figure (II.6) : Résultats de simulation de la MADA à vide.

Pour un deuxième essai, on réalise un démarrage à vide ($C_r = 0$ N.m) et à l'instant ($t=2$ s), on applique une charge ($C_r = 15$ N.m), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.7).

Dans ce cas on remarque une décroissance de la vitesse qui se stabilise à la valeur 151(rad/s) traduite par une augmentation du glissement de la machine, le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué et présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence (15 N.m) de qui compense l'effet de charge et des frottements.

Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules, les courants rotoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge. 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.



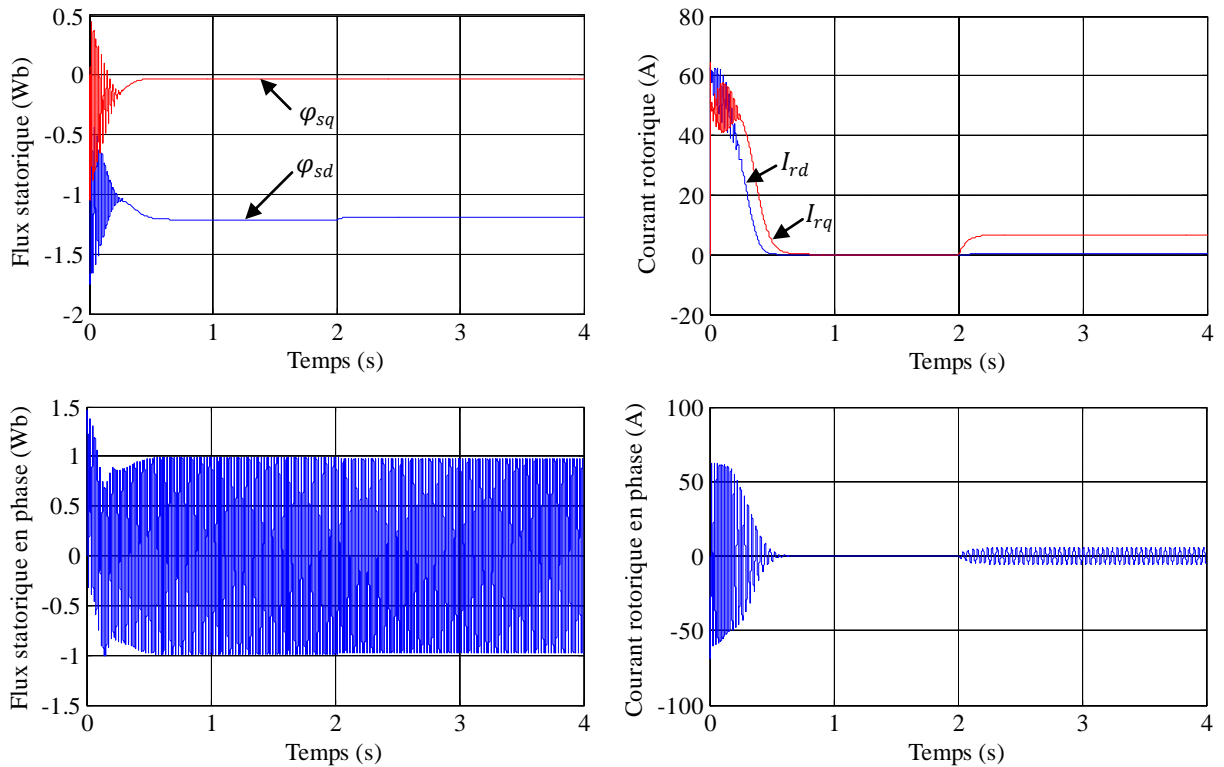
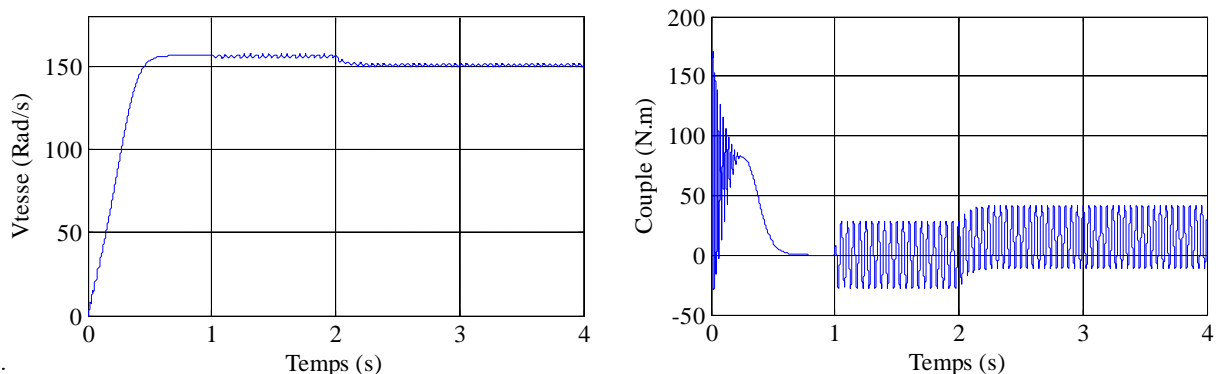


Figure (II.7) : Résultats de simulation de la MADA en charge.

II.3.6.2 Résultats de simulation avec alimentation rotorique

Dans ce cas, on réalise un démarrage à vide ($C_r = 0$ N.m) et à l'instant ($t=2$ s), on applique une charge ($C_r = 15$ N.m), le rotor est alimenté par une tension de ($V_r = 12$ V; $f_r = 5$ Hz) à l'instant ($t=1$ s), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (II.8). On remarque des oscillations importantes au niveau tous des grandeurs sauf pour la vitesse des petites oscillations quand on applique l'alimentation du rotor à l'instant, on peut remarquer aussi quand on applique un couple résistant à l'instant ($t=2$ s) la vitesse diminue et le courant direct, le flux quadrature et le couple électromagnétique sont augmentés.

Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Pour résoudre ce problème, on doit impérativement faire recours aux commandes bouclées et améliorer la réponse dynamique de la machine.



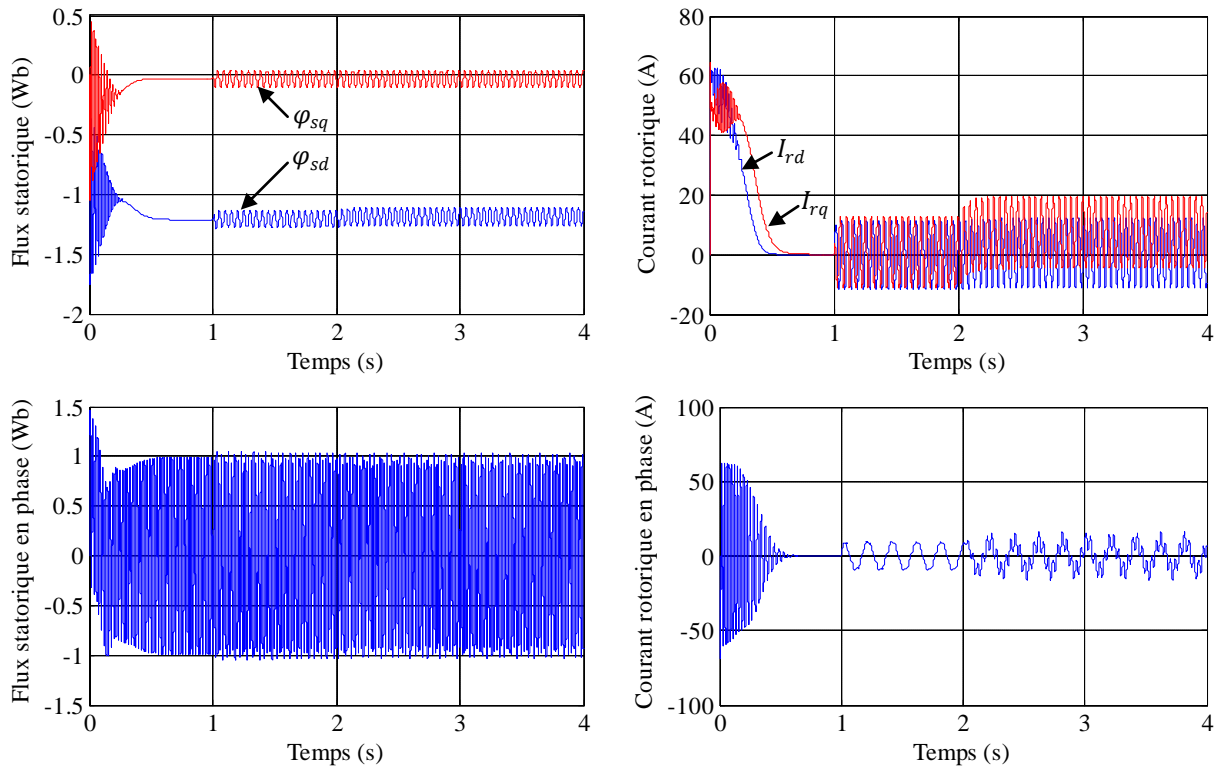
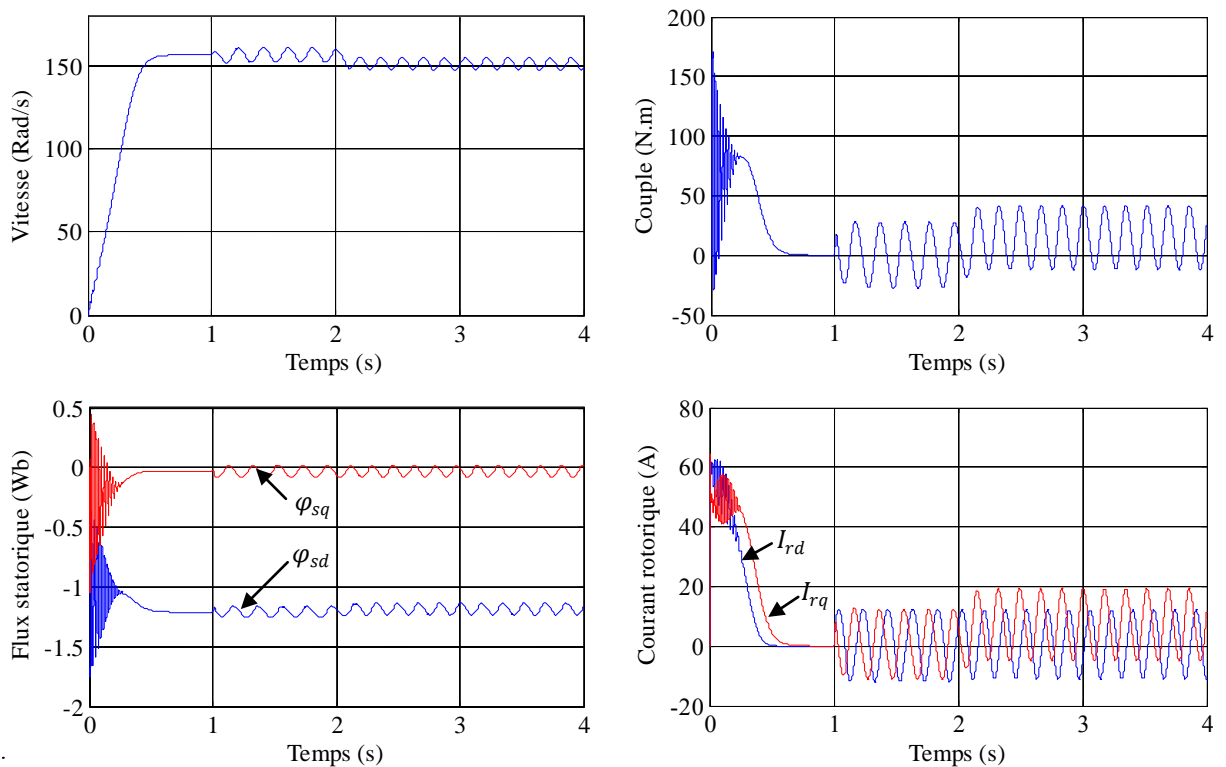


Figure (II.8) : Résultats de simulation de la MADA avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$).

Dans le cas où on fait varier la fréquence rotorique de 5 Hz à 20 Hz et on maintient la tension rotorique constante (12V), comme indiqué dans la figure (II.9), on remarque que cette augmentation au niveau de la fréquence rotorique f_r implique des oscillations au niveau des toutes grandeurs de la machine. Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine.



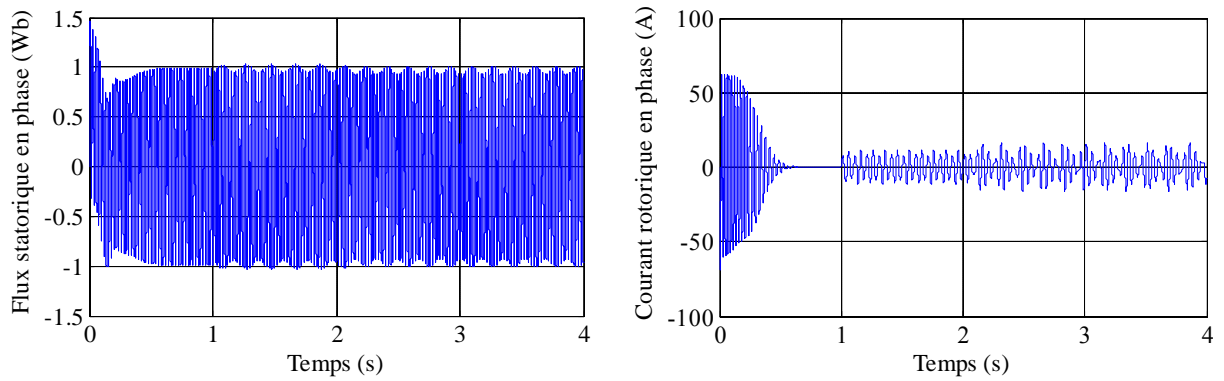


Figure (II.9) : Résultats de simulation de la MADA avec ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$).

II.5 Modélisation du système d'alimentation

Pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones, on utilise d'ordinaire des onduleurs de tension. L'alimentation de la machine de la notre étude est basée sur deux convertisseurs MLI à deux niveaux bidirectionnels, comme indiquée dans la figure (II.1), entre le rotor de la machine et le réseau. L'utilisation de ce type de convertisseurs permet d'obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d'impulsion qui permet de limiter les perturbations harmoniques.

Plusieurs études récentes montrent la fiabilité de ce dispositif dans un système à vitesse variable [116, 118]. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique permet de contrôler le facteur de puissance côté réseau [7].

II.5.1 Modélisation du convertisseur côté machine

Les onduleurs de tension sont présents dans différents domaines d'application de l'électronique de puissance et notamment dans le domaine de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif [119]. Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. La principale objective de ce convertisseur est ondulé la tension du bus continu pour la fournir au bobinage du rotor et permettre l'application des commandes pour contrôler les variables d'états de cette machine. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET soit IGBT associés à des diodes en tête bêche [7].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montée en tête-bêche (figure (II.10)). Les couples d'interrupteurs (k_1, k_4) , (k_2, k_5) et (k_3, k_6) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [28]. Les diodes D_i ($i=1, \dots, 6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

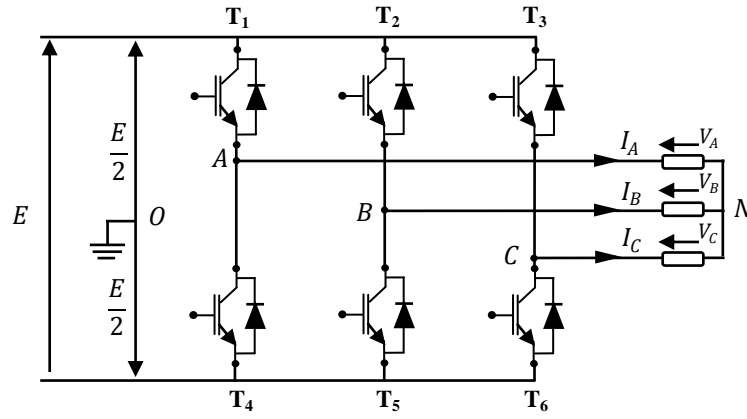


Figure (II.10) : Schéma simplifié d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.11).

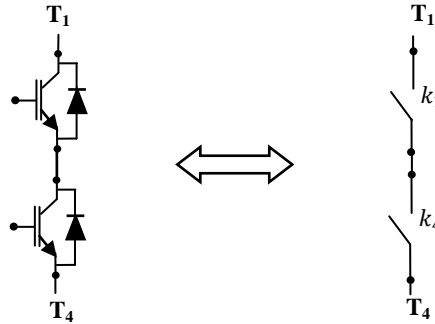


Figure (II.11) : Représentation des commutateurs.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que [7] :

- Le couplage est du type étoile sans neutre ;
- Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminés ;
- Le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré.

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Par addition, on a : $V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique. Donc :

$$V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} = 0 \quad (\text{II.45})$$

Où :

$$V_{ON} = -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{II.46})$$

En remplaçant (II.45) dans (II.44), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

On peut écrire le système (II.47) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Grâce à l'ouverture et la fermeture successives des interrupteurs, l'onduleur génère une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires.

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Telle que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé} & \text{si non } S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé} & \text{si non } S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé} & \text{si non } S_3 = -1 \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

En remplaçant (II.49) dans (II.48), on aura le système suivant [120] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Le système (II.51) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs k_1 , k_2 et k_3 (les états de k_4 , k_5 et k_6 sont respectivement complémentaires de ceux de k_1 , k_2 et k_3).

Tableau (II.1) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées.

k_1	k_2	k_3	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	0
F	0	F	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/6$	$-2E/6$	$E/6$	E	$-E$	0
F	F	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/6$	$-E/6$	$-2E/6$	0	E	$-E$
F	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/6$	$-E/6$	$-E/6$	E	0	$-E$
0	F	F	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/6$	$E/6$	$E/6$	$-E$	0	E
0	0	F	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/6$	$-E/6$	$2E/6$	0	$-E$	E
0	F	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/6$	$2E/6$	$-E/6$	$-E$	E	0
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	0

II.5.2 Modélisation de la commande par modulation de largeur d'impulsion

L'objectif principal de la commande MLI consiste à comparer instantanément chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer à un signal triangulaire de haute fréquence que nous appellerons porteuse.

Les impulsions des commandes (S_1, S_2, S_3) de l'onduleur sont les intersections entre les ondes modulantes (de références) avec l'onde triangulaire (porteuse). Le résultat de la comparaison entre de ces deux signaux (références et l'onde triangulaire) détermine l'état des interrupteurs du circuit de puissance (ouverture ou fermeture) [7, 121].

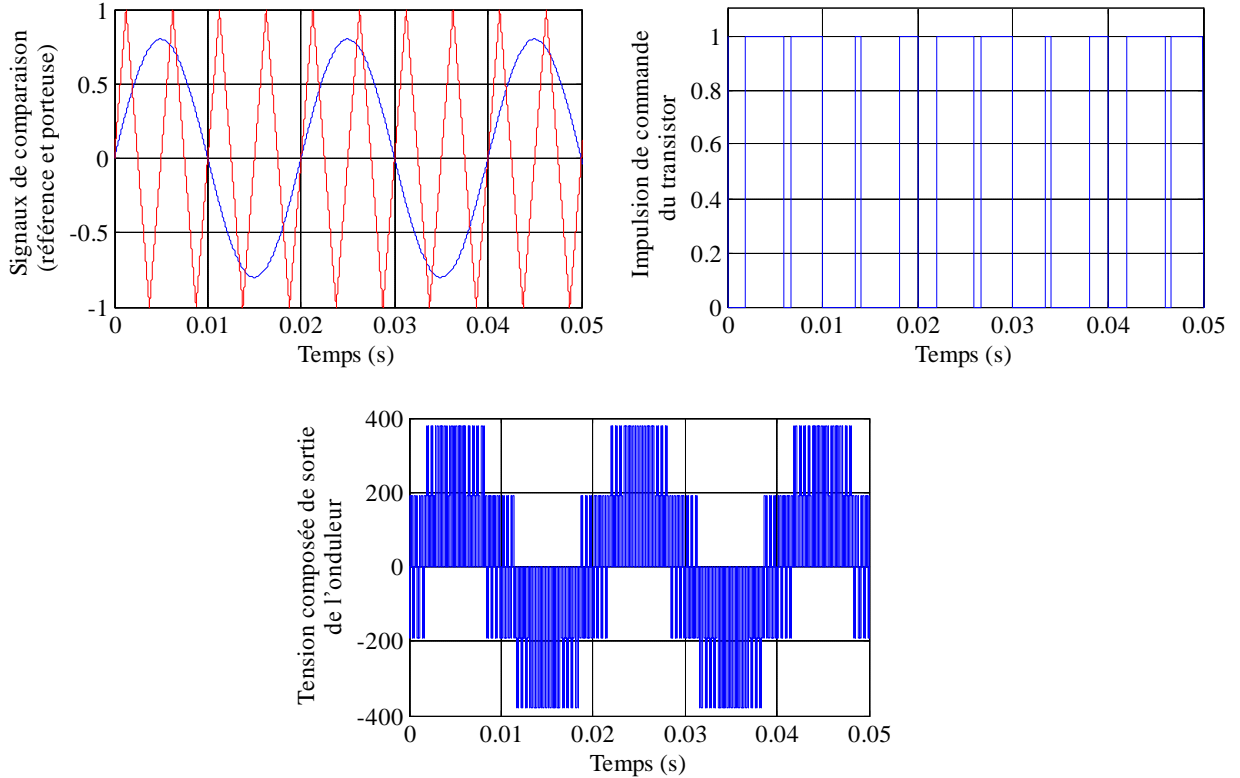


Figure (II.12) : Principe de la commande MLI sinus-triangle.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation « m » qui définit le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la référence f_{ref} :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{II.52})$$

- Le taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse U_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{II.53})$$

II.5.3 Modélisation du convertisseur côté réseau

L'avantage de convertisseur côté réseau, en plus de la bidirectionnalité de puissance, permet le contrôle de la puissance active en maintenant la tension du bus continue constante, et fixer la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour ne pas altérer la qualité du réseau (facteur de puissance du réseau unitaire).

Le convertisseur côté réseau a la même conception que le convertisseur côté machine qui présentait précédemment. La figure (II.13) représente la structure d'un redresseur à MLI

triphasé, qui peut être décomposé en trois parties : La source, le convertisseur et la charge [122].

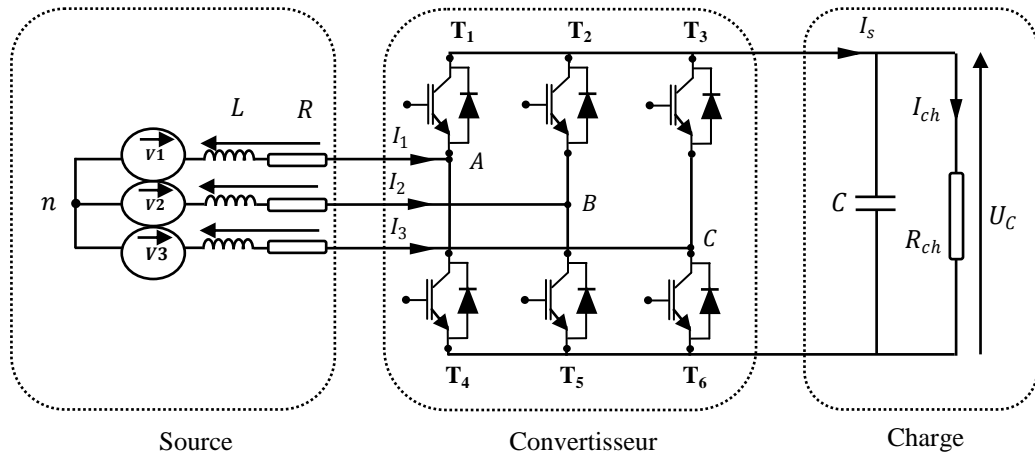


Figure (II.13) : Structure du redresseur à MLI.

La source d'alimentation est triphasée où le système de tension est équilibré, d'amplitude de tension et de fréquence constantes en série avec une résistance R et une inductance L , représentant respectivement la résistance et l'inductance totales de la ligne [87, 123].

Les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} V_1 = RI_1 + L \frac{dl_1}{dt} + V_{An} \\ V_2 = RI_2 + L \frac{dl_2}{dt} + V_{Bn} \\ V_3 = RI_3 + L \frac{dl_3}{dt} + V_{Cn} \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Où : V_{An} , V_{Bn} et V_{Cn} sont les tensions simples par rapport au neutre de la source à l'entrée du convertisseur. Les courants de chaque phase sont donnés par le système d'équations différentielles suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_1 - V_{An} \\ V_2 - V_{Bn} \\ V_3 - V_{Cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

La structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur qui modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (II.48) [120].

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

De plus, le courant redressé est donné par :

$$I_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

La charge est constituée d'une capacité C en parallèle d'une résistance R qui représente une charge continue. Elle est régie par les deux équations électriques suivantes [87, 120] :

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_s - I_{ch}) \\ U_c = R_{Ch} \cdot I_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre la tension et le courant redressés :

$$\frac{U_c}{I_s} = \frac{R_{Ch}}{1 + R_{Ch} \cdot C \cdot p} \quad (\text{II.59})$$

À partir des équations (II.55), (II.56), (II.57) et (II.59), on peut établir le schéma fonctionnel global d'un redresseur MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut (S_1, S_2, S_3) et comme sortie la tension redressée U_c .

La régulation du redresseur MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Deux boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité comme indique dans la figure (II.14).

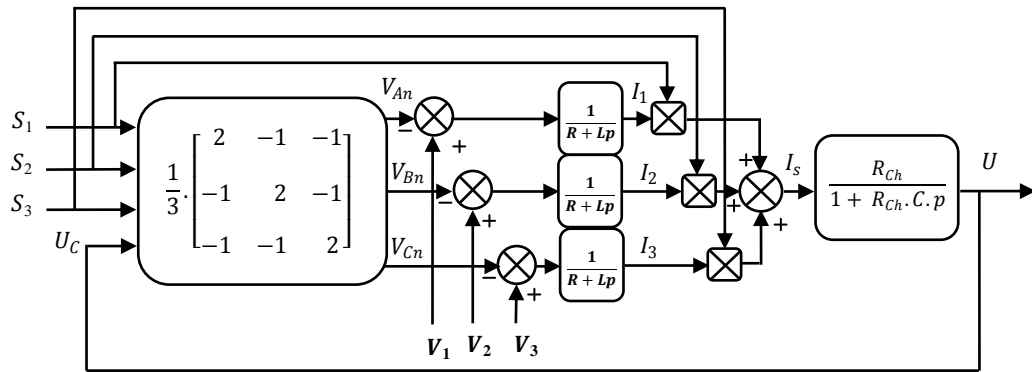


Figure (II.14) : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.

II.5.4 Contrôle du convertisseur côté réseau

L'objectif de la commande de convertisseur côté réseau est de contrôler deux grandeurs importantes à savoir :

- Maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, on doit régler la tension de bus continu par rapport à la valeur de référence ;
- Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer le facteur de puissance unitaire.

Les équations régissant les tensions de lignes dans le repère (d, q) sont :

$$\begin{cases} V_{pd} = V_d - RI_d - L \frac{dI_d}{dt} + L\omega I_q \\ V_{pq} = V_q - RI_q - L \frac{dI_q}{dt} - L\omega I_d \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Avec :

V_{pd}, V_{pq} : les composantes des tensions à l'entrée du convertisseur.

V_d, V_q : les composantes des tensions du réseau.

I_d, I_q : les composantes des courants du réseau.

ω : la pulsation du réseau.

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \cdot [V_d I_d + V_q I_q] \\ Q = \frac{3}{2} \cdot [V_q I_d - V_d I_q] \end{cases} \quad (II.61)$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (II.62)$$

Le schéma bloc de la commande de convertisseur côté réseau est représenté par la figure ci-dessous [124, 125]. On pose :

- La puissance active $P_{ref} = U_{c_{mes}} I_{red_{ref}}$ et la puissance réactive $Q_{ref} = 0$
- La tension de référence du bus continu $U_{c_{ref}}$ est comparée avec la tension mesurée aux bornes du condensateur $U_{c_{mes}}$.
- Les courants de références sont obtenus à partir des tensions mesurées et des puissances de références et seront comparés avec les courants mesurés.
- Les erreurs de comparaison des courants sont réglées par des régulateurs PI qui génèrent des tensions de références qui seront comparées à leur tour avec les tensions mesurées.
- Les erreurs de comparaisons des tensions génèrent des tensions qui seront comparées à leur tour avec les tensions du filtre.
- Les erreurs de comparaisons des courants génèrent des tensions de commande employées pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture.

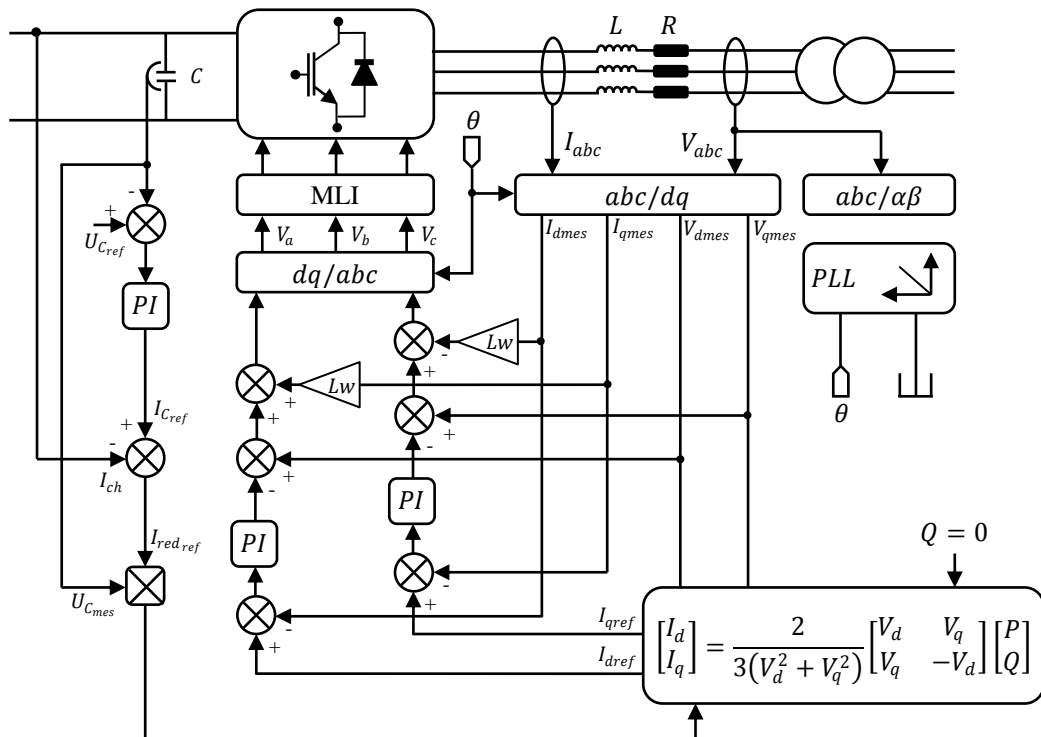


Figure (II.15) : Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI.

Le calcul des gains des régulateurs se fait avec la méthode classique (voir annexe D), pour les deux boucles internes des courants et la boucle externe de tension représentée dans la figure (II.16).

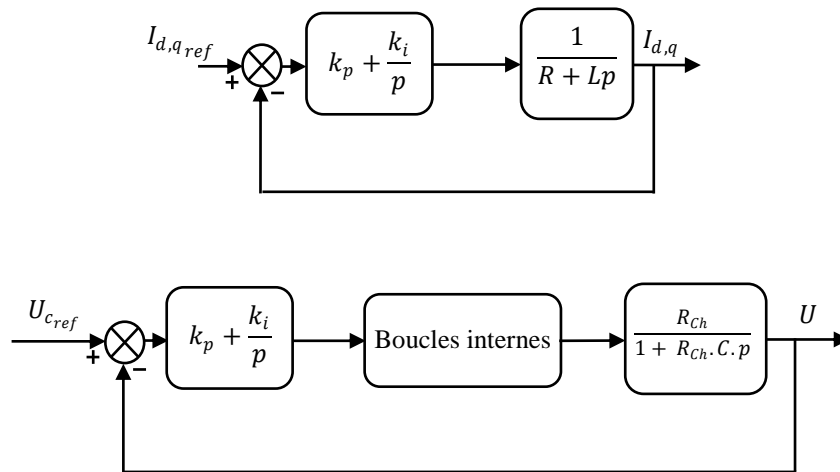


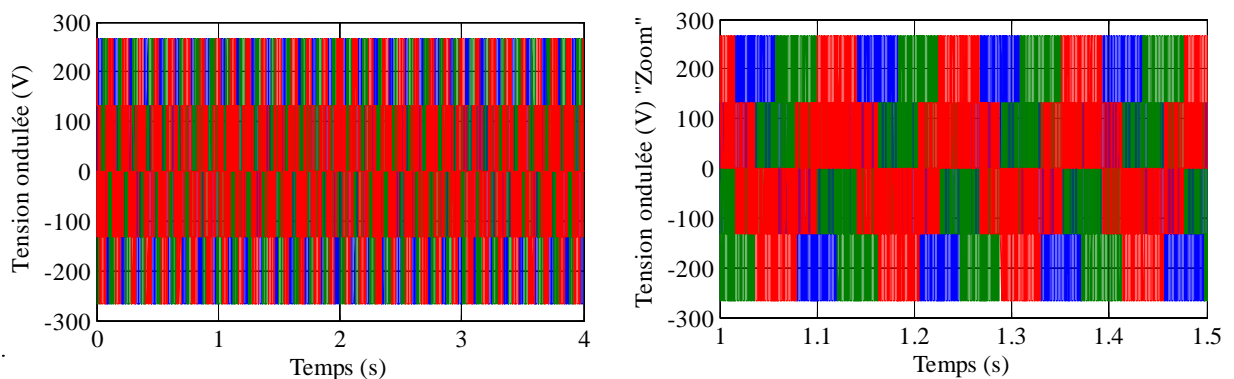
Figure (II.16) : Boucles de régulation équivalentes des courants et de la tension.

II.5.5 Simulation de la MADA avec convertisseur a MLI

La machine est alimentée par deux sources de tension, le stator connecté directement au réseau triphasé [220/380V, 50Hz] et le rotor piloté au moyen de deux convertisseurs de puissance bidirectionnelle fonctionné en MLI.

La figure (II.17) représente les résultats de simulation avec des zooms de la tension et le courant de la chaîne d'alimentation de la machine, on remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde souhaitée avec une fréquence désirée. La tension continue suivie l'allure de la tension de référence imposée. De plus, les courants de lignes suivent parfaitement les allures des courants de références qui ont des formes sinusoïdales, et qui sont en position de phase par rapport à la tension de ligne.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité et la robustesse de la commande en courant dans le repère (d, q) du convertisseur côté réseau pour la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance.



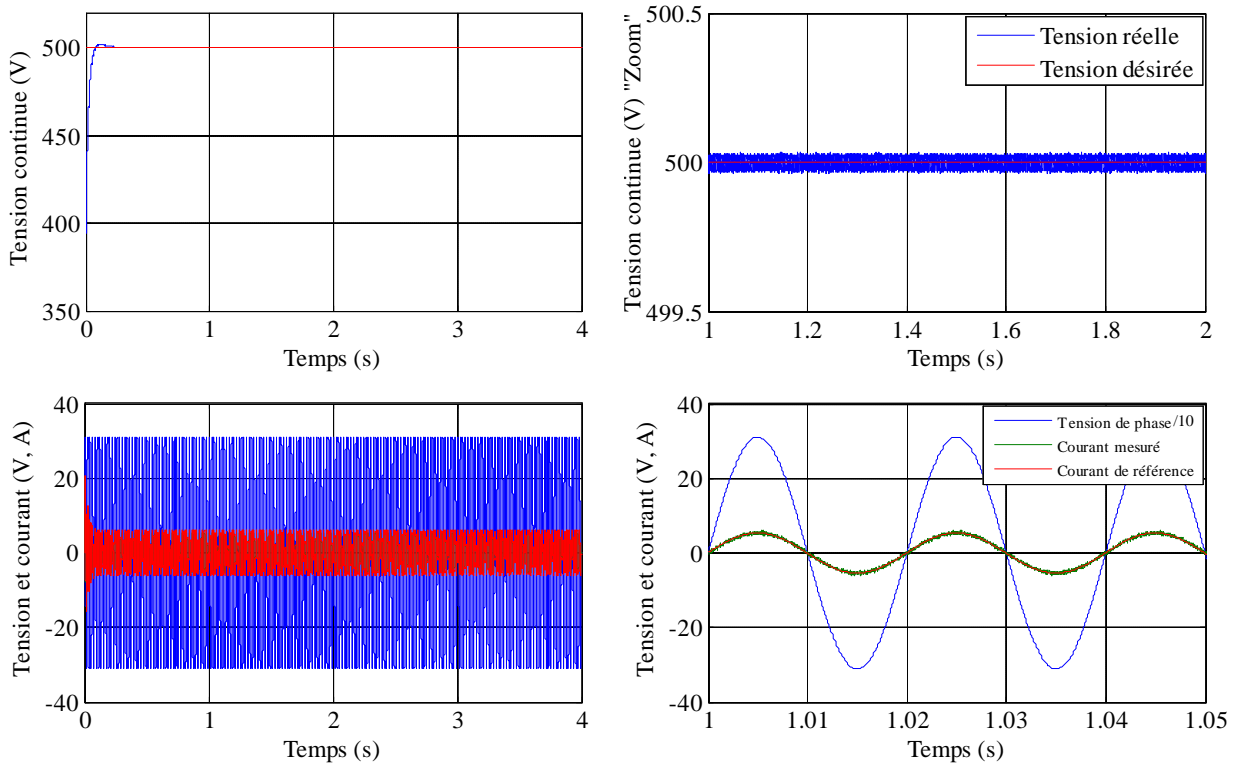
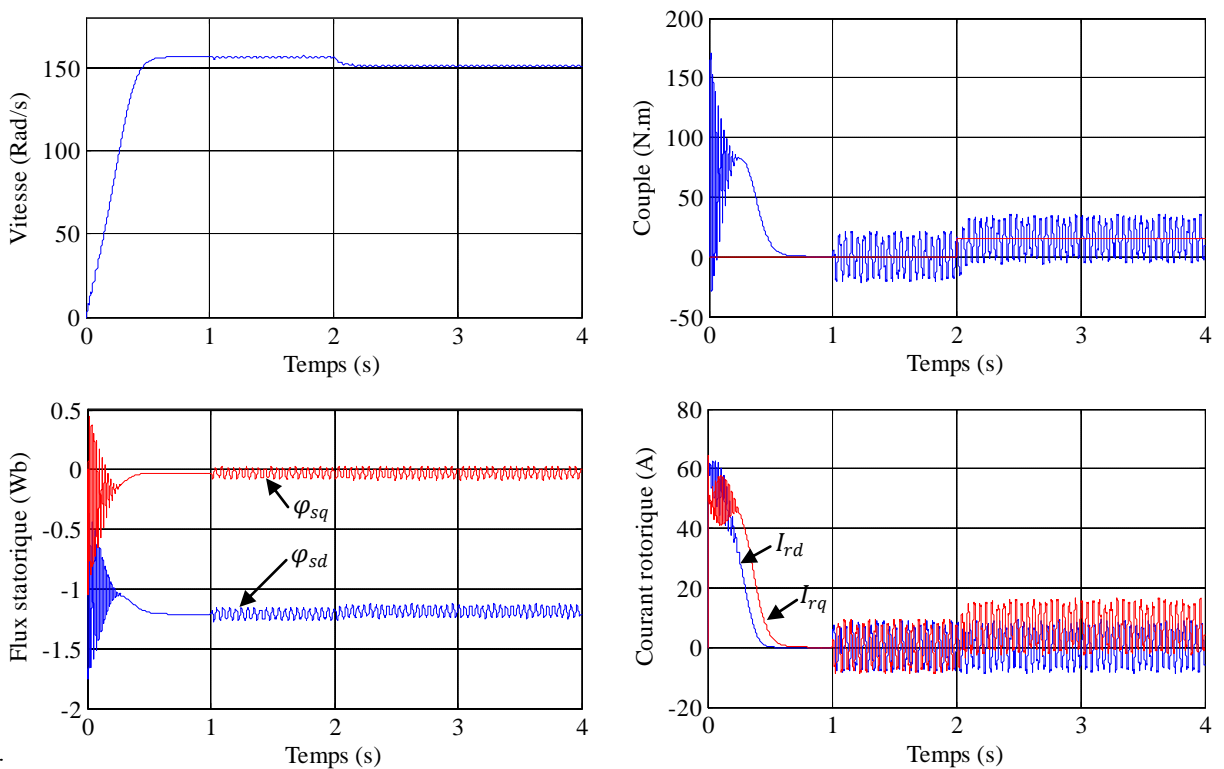


Figure (II.17) : Résultats de simulation de la chaîne d'alimentation.

En première simulation, on a considéré le fonctionnement de la MADA à vide ($C_r = 0$ N.m). À l'instant ($t = 2s$), on applique une charge ($C_r = 15$ N.m), le rotor est alimenté par une tension de ($V_r = 12V; f_r = 5Hz$) à l'instant ($t=1s$). On remarque (la figure (II.18)) que les oscillations au niveau tous les grandeurs sont augmentés par rapport la simulation précédente (figure (II.8)), Ceci est dû au nombre de fermetures les interrupteurs de l'onduleur MLI.



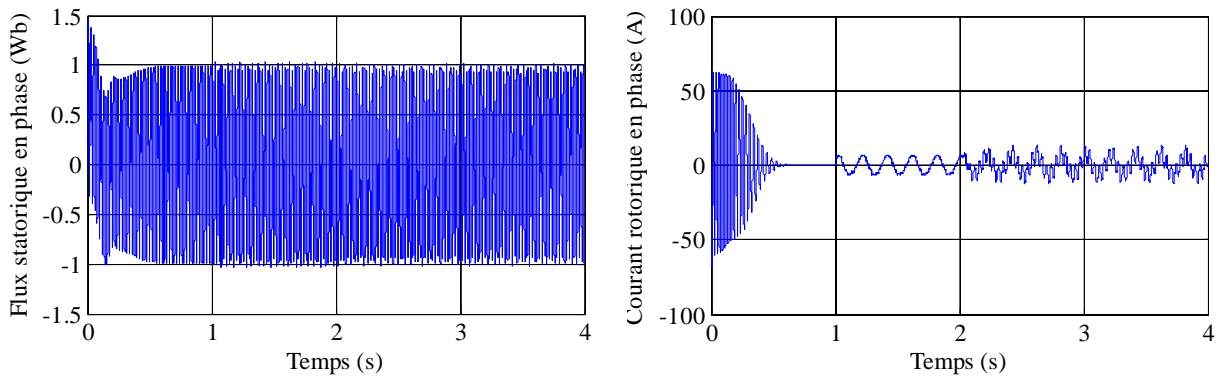
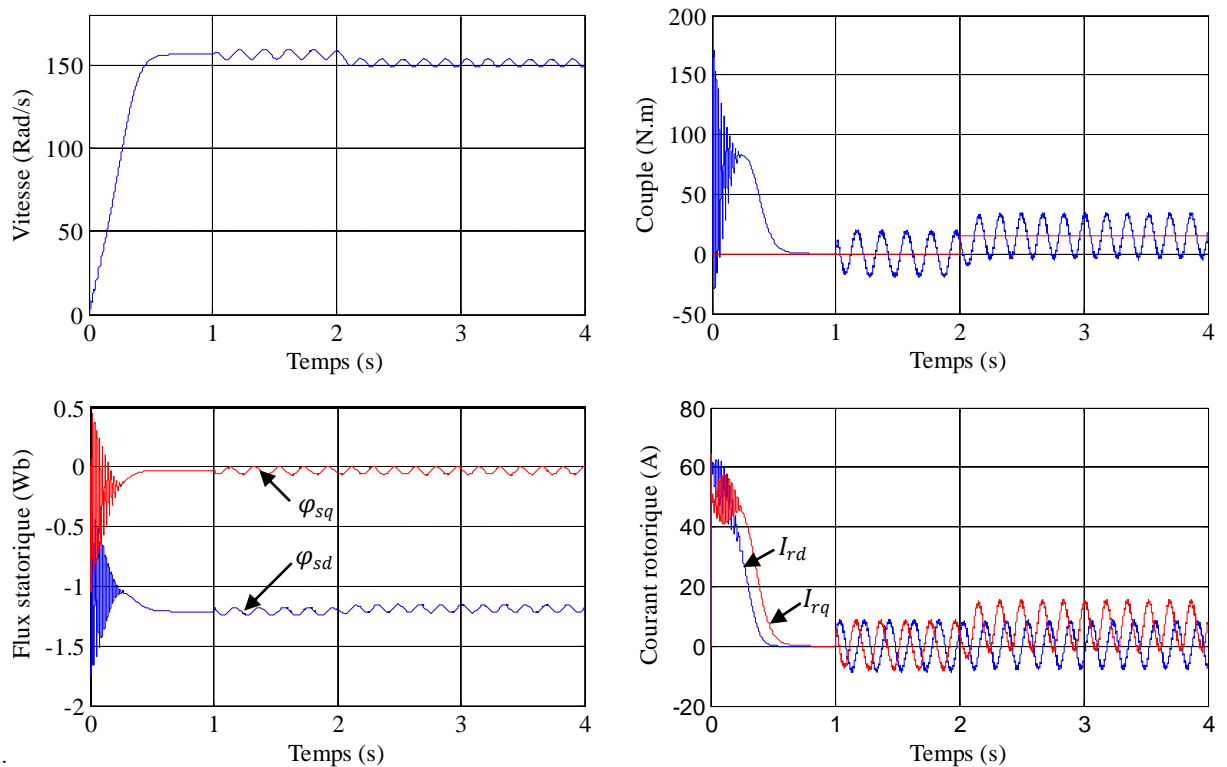


Figure (II.18) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 5Hz$).

La figure (II.19), illustre les résultats de simulation de l'association Convertisseurs-MADA pour un démarrage à vide ($C_r = 0$), on applique une charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 2s$). Pour des raisons de stabilité, le rotor est alimenté par une tension et une fréquence réduites ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$) à l'instant $t = 1s$.

À travers les résultats de simulation obtenus, il est clairement apparu que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par un caractère très instable en boucle ouverte. En effet, des perturbations trop exagérées sont apparues sur les différentes grandeurs de la machine depuis l'alimentation du rotor. Ces dernières sont dues à l'absence d'un contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux armatures de la machine. Les résultats montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine ce qui montre la non linéarité du système. Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.



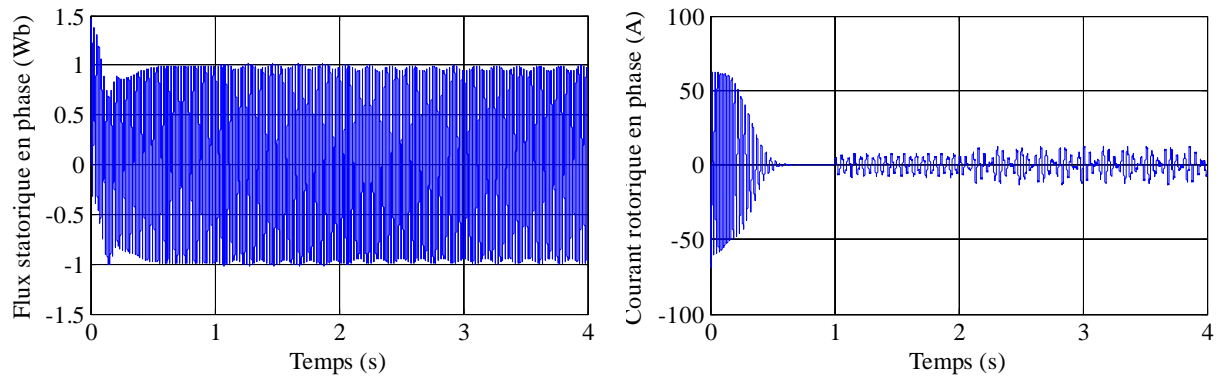


Figure (II.19) : Réponses du système avec ($V_r = 12V$; $f_r = 20Hz$).

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a introduit certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter dans ce travail et la transformation de Park, ce qui nous a permis de donner le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation liée au champ tournant (d, q). Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine.

La simulation de la MADA et de son alimentation, effectuée par le logiciel MATLAB/SIMULINK, donne des résultats en boucle ouverte sans aucun contrôle, cependant l'augmentation de la charge entraîne une diminution de la vitesse.

Par la suite, nous avons modélisé l'onduleur qui alimente le rotor de la MADA permettant ainsi l'application des commandes pour contrôler les puissances générées par le stator de la machine. Enfin, la modélisation de l'alimentation de l'onduleur qui est un redresseur triphasé, ainsi qu'à sa commande afin de contrôler par la suite le bus continu et le maintenir à une valeur constante dans le but d'améliorer le facteur de puissance du côté réseau.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du prochain chapitre en appliquant la commande vectorielle qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre III :

Commande vectorielle, floue type 1 et floue type 2 de la MADA

III.1 Introduction

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique [126]. L'idée de base de cette commande est de rendre le comportement de la machine asynchrone identique à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre le flux (le courant d'excitation) et le couple (le courant d'induit) [127].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable, pour le cas de la MADA aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [3-7]. Aujourd'hui, grâce à cette technique et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision [28].

Le présent chapitre consiste à introduire le principe de la commande vectorielle par orientation du flux statorique, puis son application au modèle de la MADA en faisant le réglage des grandeurs de la machine par des régulateurs classiques du type PI où les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases rotoriques sont alimentées par un convertisseur bidirectionnel. Ensuite on passe le réglage de la vitesse de la machine par un régulateur flou de type 1 et de type 2, nous présenterons l'historique, domaine d'application, le principe et les éléments de base de la logique floue puis la structure d'un régulateur flou de type 1 et de type 2 (fuzzification, base de règles, mécanisme d'inférence et la défuzzification). Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu, pour laquelle le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit). Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position.

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continue, où le découplage est naturel entre le flux et le couple, ce qui rend sa commande aisée. La force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques

III.4 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux [129] :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions : $\varphi_{rq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{rd} = \varphi_r$
- Orientation du flux statorique avec les conditions : $\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions : $\varphi_{gq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{gd} = \varphi_g$

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

III.5 Types de la commande vectorielle

III.5.1 Commande directe

Ce type a été proposé par Blaschke (1970). Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le régime transitoire effectué. En effet, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine) [119].

L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés d'harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [130].

III.5.2 Commande indirecte

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse, le principe de la commande indirecte est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [119, 130, 131].

III.6 Application de la commande vectorielle à la MADA

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par

conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [45].

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature. En effet, l'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par [132] :

$$C_{em} = K\varphi_{I_f}I_a \quad (\text{III.1})$$

φ_{I_f} : est le flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (III.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes.

III.6.1 Choix de repère de référence

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

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

$$\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s \quad (\text{III.2})$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (III.2).

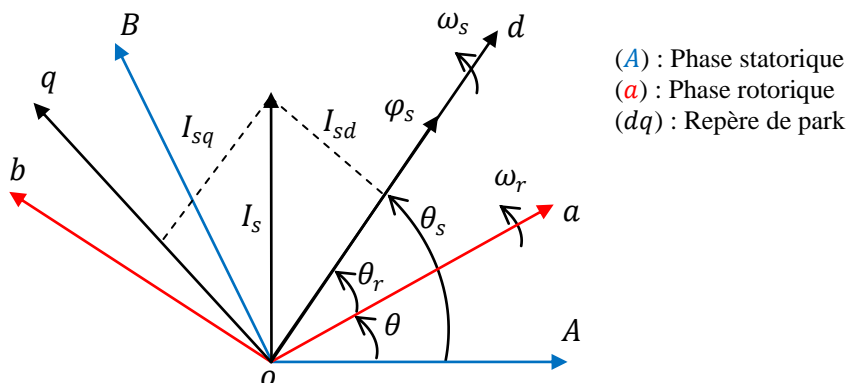


Figure (III.2) : Principe de l'orientation du flux statorique.

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe d nul, $I_{sd} = 0$, Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase $V_s = V_{sq}$ et $I_s = I_{sq}$ [28].

Modélisent notre système en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

L'équation des flux statorique donne par remplace l'équation (III.2) dans l'équation (II.38), on trouve :

$$\begin{cases} I_{sd} = 0 \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \varphi_{sd} = M I_{rd} \\ I_{rd} = \frac{\varphi_{sd}}{M} = \frac{\varphi_s^*}{M} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (\text{III.5})$$

Le flux statorique $\varphi_{sq} = 0$, on trouve :

$$C_{em} = -P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} = -P \frac{M}{L_s} \varphi_s^* I_{rq} \quad (\text{III.6})$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s}{PM} \frac{C_{em}}{\varphi_s^*} \quad (\text{III.7})$$

De l'équation (III.3) on a :

$$\omega_s = \left(V_{sq} + \frac{R_s M}{L_s} I_{rq} \right) / \varphi_s^* \quad (\text{III.8})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M I_{rd}) \quad (\text{III.9})$$

$$\varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \Rightarrow I_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M I_{rq}) \quad (\text{III.10})$$

On remplace l'équation (III.9) et (III.10) dans (II.36) on trouve :

$$\frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (\text{III.11})$$

$$\frac{d\varphi_{sq}}{dt} = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} = 0 \quad (\text{III.12})$$

Pour exprimer le flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{sd} et le courant rotorique I_{rd} , en remplaçant l'équation (III.9) et l'équation (III.10) dans l'équation (II.38), on trouve les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (\text{III.13})$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (\text{III.14})$$

En introduisant les équations (III.13) et (III.14) dans l'équation (II.37) on trouve :

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \quad (\text{III.15})$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \quad (\text{III.16})$$

III.6.2 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation est illustré sur la figure (III.3). Ce schéma contient quatre régulateurs de type PI, un pour le flux, un pour la vitesse et les deux autres pour le courant.

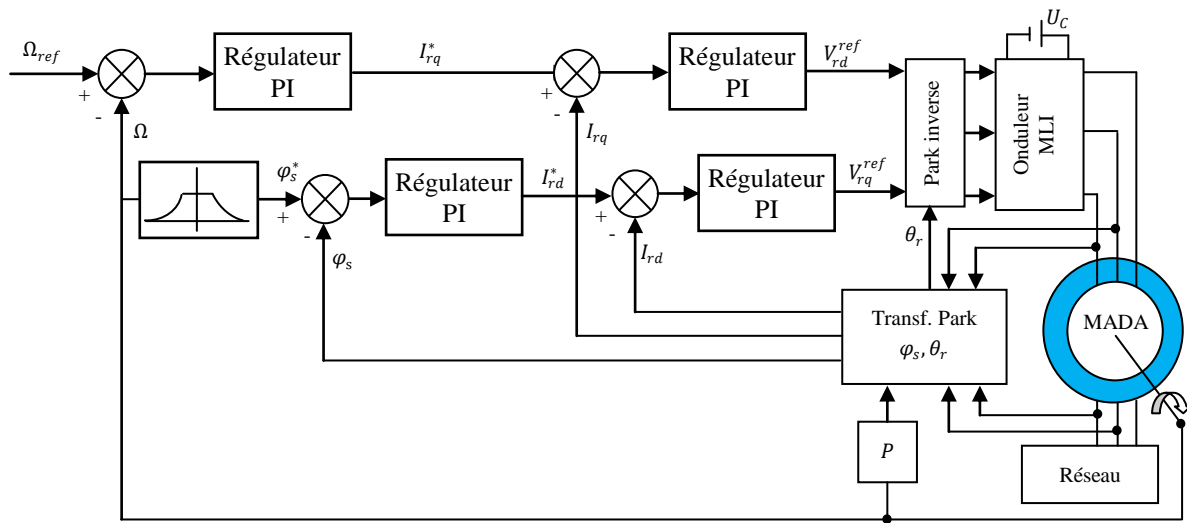


Figure (III.3) : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

III.6.3 Bloc de défluxage

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

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le sur échauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [29, 45] :

$$\varphi_s^* = \begin{cases} \varphi_{sn} & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \varphi_{sn} \cdot \frac{\omega_n}{|\omega|} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

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

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

φ_{sn} : est le flux statorique nominal.

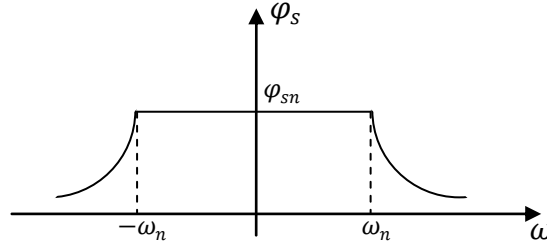


Figure (III.4) : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

III.6.4 Principe du découplage par compensation

L'objectif du découplage est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives.

D'après les équations (III.15) et (III.16), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q [28, 29]. Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande V_{rd1} et V_{rq1} telles que :

$$V_{rd} = V_{rd1} - e_{rd} \quad (\text{III.18})$$

$$V_{rq} = V_{rq1} - e_{rq} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$e_{rd} = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (\text{III.20})$$

$$e_{rq} = \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rd} - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (\text{III.21})$$

La figure (III.5) présente la reconstitution des tensions V_{rd} et V_{rq} à base des e_{rd} et e_{rq} :

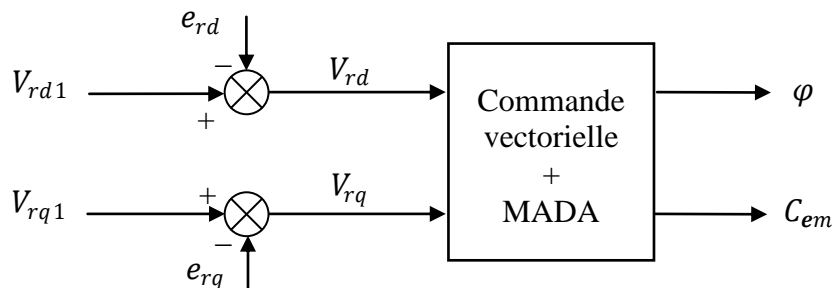


Figure (III.5) : Reconstitution des tension V_{rd} et V_{rq} .

Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires e_{rd} et e_{rq} . On peut utiliser une estimation du flux réel φ_s pour calculer e_{rd} et e_{rq} . La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la

machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

III.7 Dimensionnement des régulateurs

Pour le système de réglage des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse, nous choisissons d'utiliser des correcteurs du type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [28, 29].

III.7.1 Régulateur du courant I_{rd}

Il prend en entrée le courant I_{rd}^* de référence et se mesure. Il agit sur la tension de référence V_{rd1} . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant. La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (III.18) et par l'annulation du terme de compensation e_{rd} .

$$V_{rd1} = V_{rd} + e_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r \cdot S) I_{rd} \quad (\text{III.22})$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{III.23})$$

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd}^* est représenté par la figure (III.6).

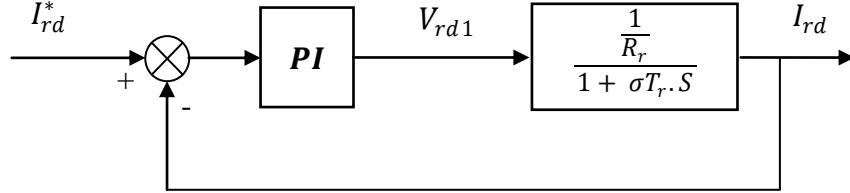


Figure (III.6) : Schéma de régulation du courant I_{rd} .

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

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.24})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III.6) :

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r \cdot S} \quad (\text{III.25})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{III.26})$$

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

$$FTBO(s)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r \cdot S} \quad (\text{III.27})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III.28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$FTBF(s)_{I_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} \cdot s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III.29})$$

Donc :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{III.30})$$

De l'expression (III.25) et (III.30) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.7.2 Régulateur du courant I_{rq}

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (III.16) et par l'annulation de e_{rq} .

$$V_{rq1} = V_{rq} + e_{rq} - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \frac{\sigma L_r}{K_q} \cdot s \right) I_{rq} \quad (\text{III.32})$$

Où :

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

Donc :

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \frac{\sigma L_r}{K_q} \cdot s} \quad (\text{III.33})$$

La boucle de régulation de courant I_{rq}^* peut se présenter par le schéma bloc de la figure (III.7).

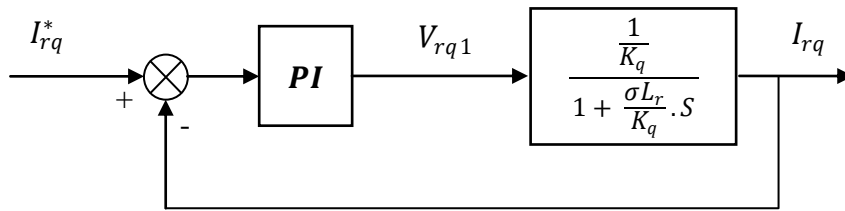


Figure (III.7) : Schéma de régulation du courant I_{rq} .

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

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \frac{R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}}{\tau} \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

III.7.3 Régulateur du flux statorique

L'orientation du flux statorique nous permet d'écrire à partir de l'équation (III.11), nous avons $V_{sd} = 0$.

$$\frac{\varphi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s s} \quad (\text{III.35})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (III.8).

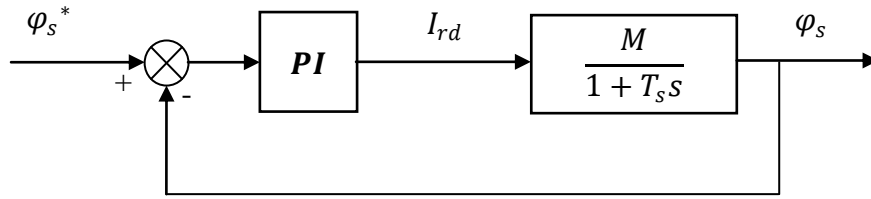


Figure (III.8) : Régulation du Flux statorique en boucle fermée.

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante :

$$T_s = \frac{k_{p\varphi}}{k_{i\varphi}} \quad (\text{III.36})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \tau_\varphi s} \quad (\text{III.37})$$

Avec :

$$\tau_\varphi = \frac{1}{MK_{i\varphi}} \quad (\text{III.38})$$

A partir des conditions (III.36) et (III.38), les paramètres du régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} k_{i\varphi} = \frac{1}{M\tau_\varphi} \\ k_{p\varphi} = \frac{T_s}{M\tau_\varphi} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

III.7.4 Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur PI peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (III.9). Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

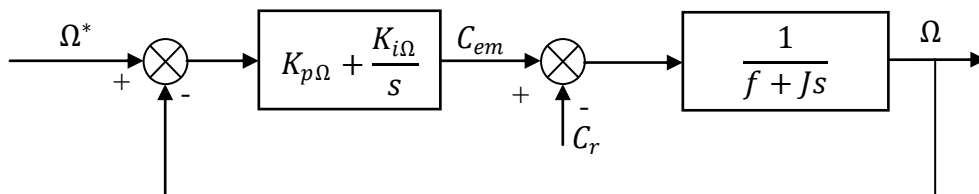


Figure (III.9) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

L'équation mécanique donne :

$$\omega = \frac{C_{em} - C_r}{f + Js} \quad (\text{III.40})$$

Avec :

$$\Omega = P\omega.$$

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

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(K_p \Omega s + K_i \Omega)}{J s^2 + (K_p \Omega + f) s + K_i \Omega} \quad (\text{III.41})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III.42})$$

On aura :

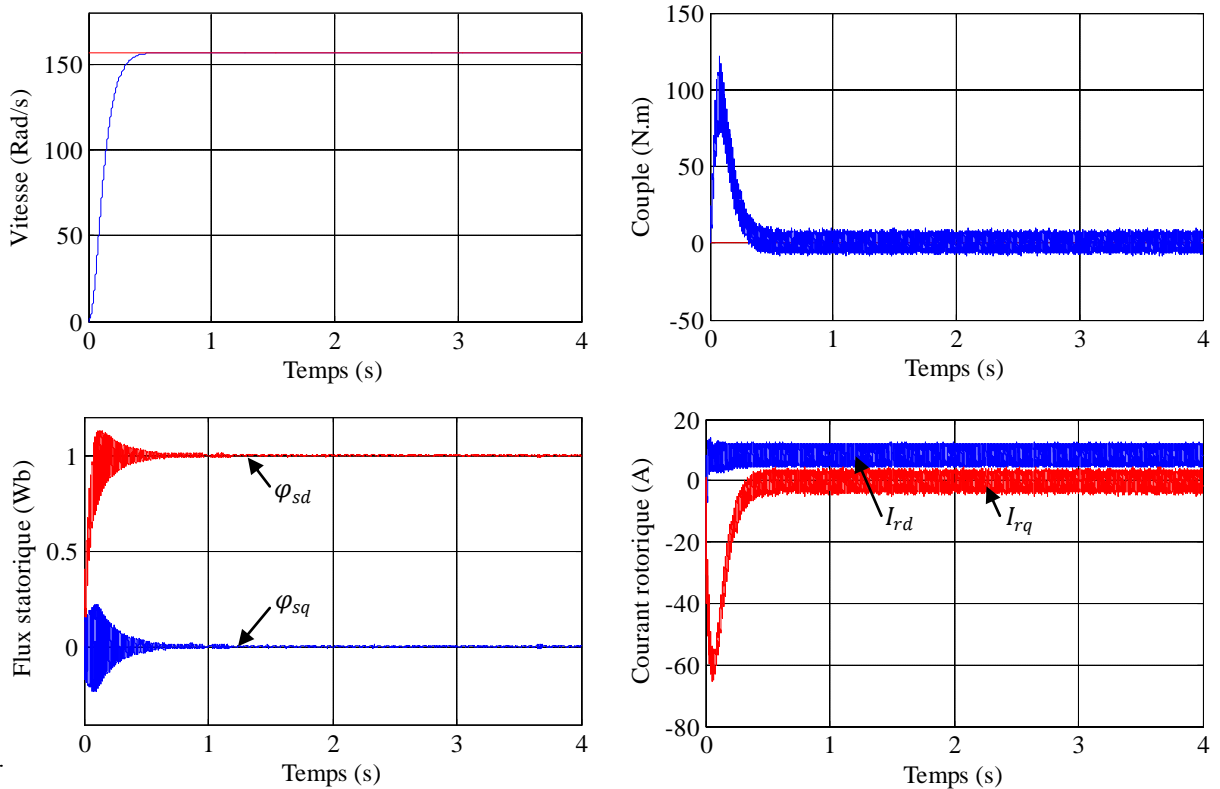
$$\begin{cases} k_{i\Omega} = J \omega_n^2 \\ k_{p\Omega} = 2J\xi \omega_n - f \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

III.8 Résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone à double alimentation par la commande vectorielle directe à flux statorique orienté. Nous avons simulé le système dans des conditions différentes pour montrer les performances de cette commande à savoir la variation de vitesse, de charge, de résistance rotorique et statorique où le stator est connecté directement au réseau et le rotor est alimenté à travers un convertisseur de tension.

III.8.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation de la machine asynchrone à double alimentation sous une charge nominale sont regroupés dans la figure (III.10). La vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s). On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs, ainsi le principe de la commande vectorielle est vérifié.



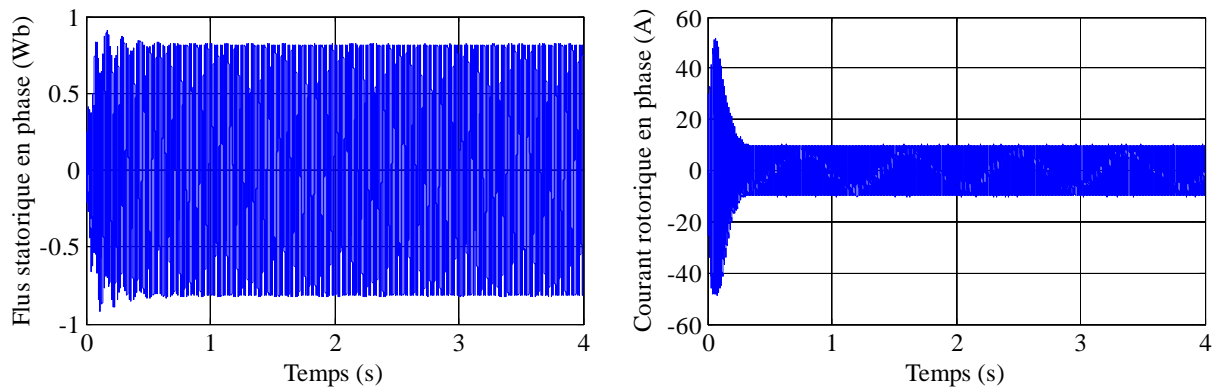
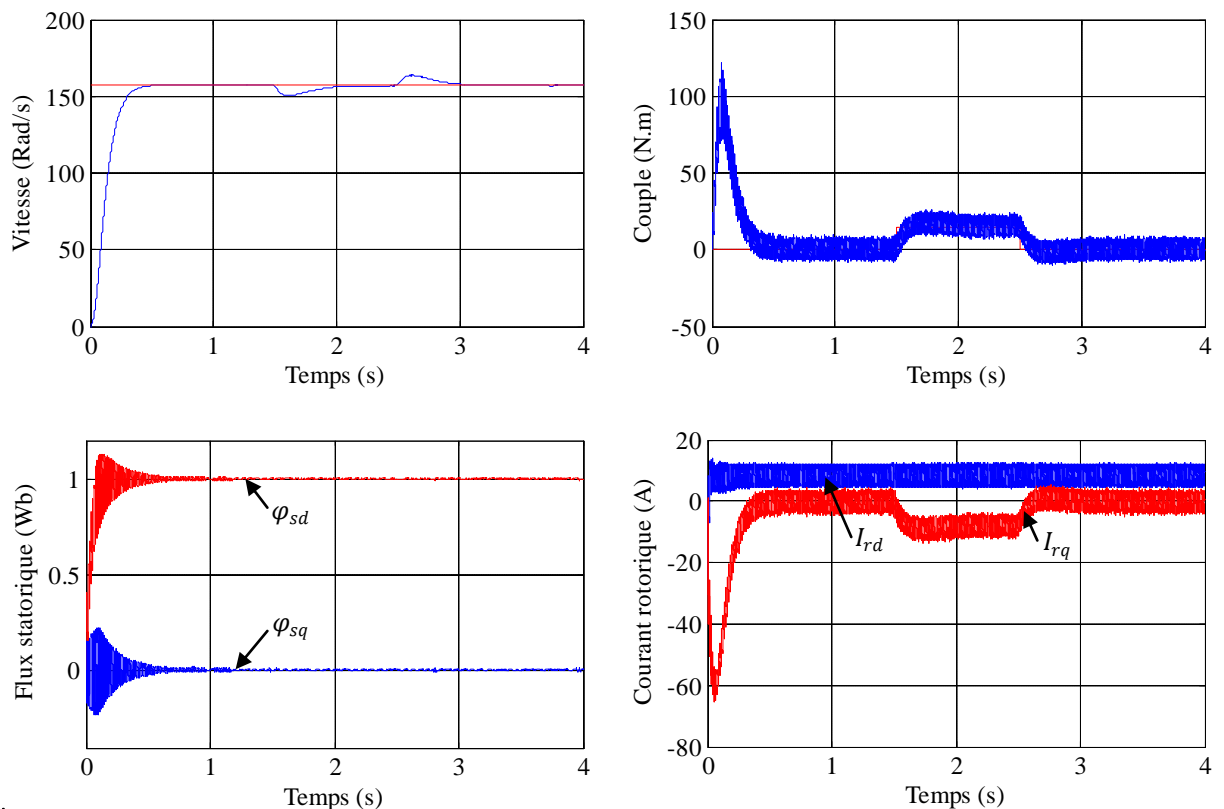


Figure (III.10) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation dans le régime nominal.

III.8.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Pour vérifier l'efficacité de la commande vectorielle, on applique dans ce test une charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (III.11). Les résultats montrent que pour la variation de charge, toutes les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

Nous remarquons les biens faits de la commande vectorielle munit de la structure de régulation du type PI , la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence. Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.



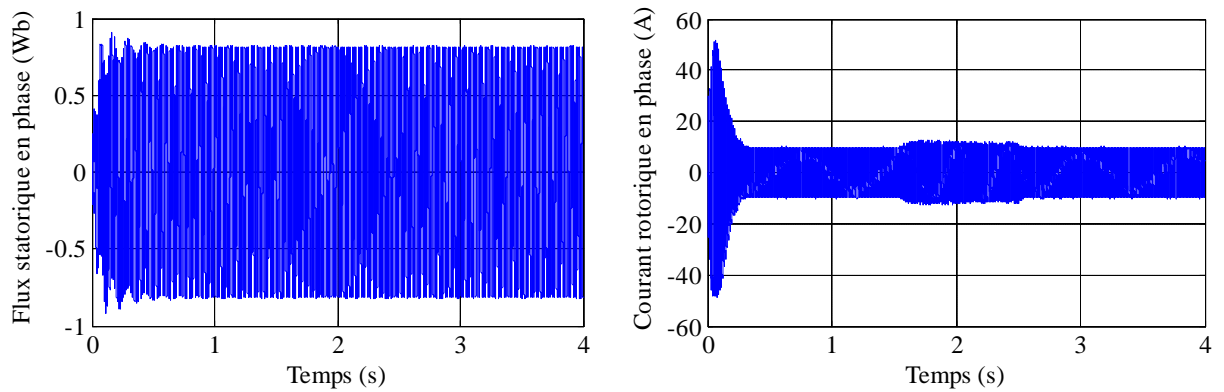
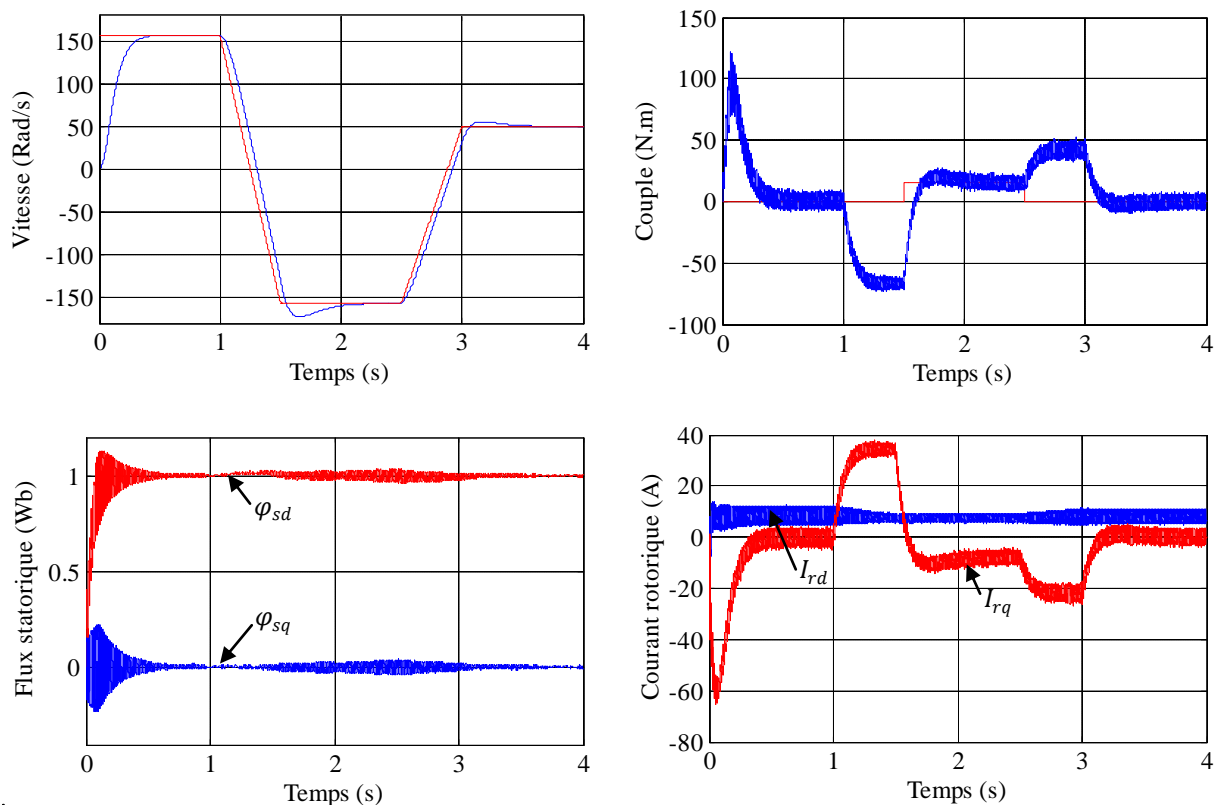


Figure (III.11) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.8.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ($C_r = 0N.m$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 3s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. On applique une autre charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (III.12), où sont présentés, la vitesse, le couple, le flux et les courants directs et en phase de commande générée par le principe de l'orientation du flux statorique.

On remarque la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le couple suit sa valeur de référence présentant un découplage parfait. Le flux subi une faible variation au moment de la variation de la vitesse.



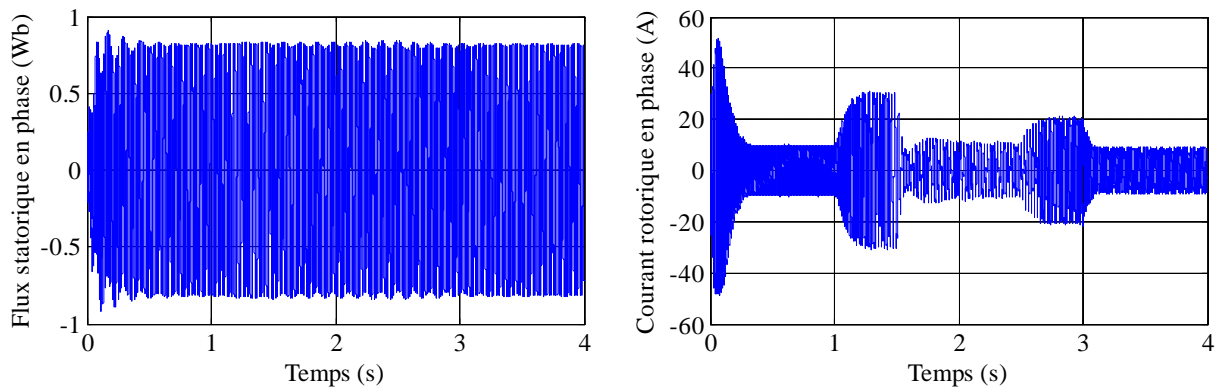
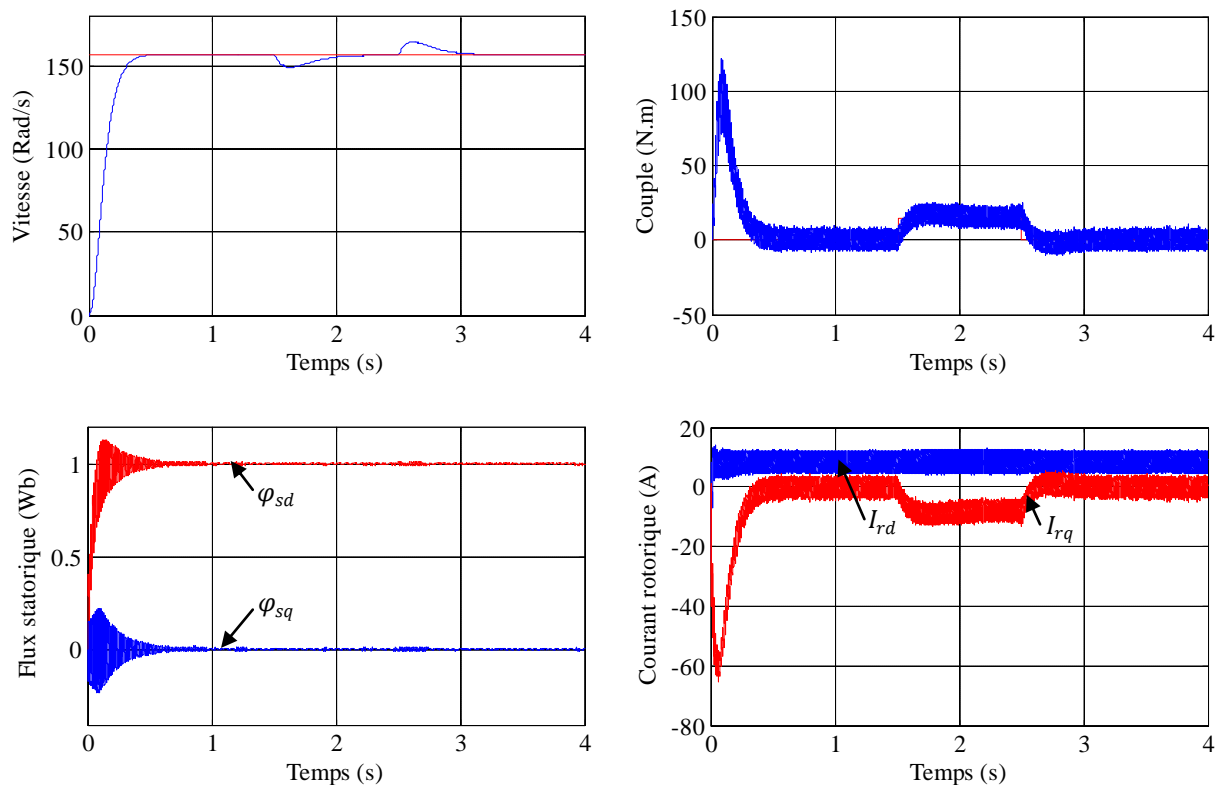


Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.8.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (III.13) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale dû à l'échauffement de la machine. La variation de R_r sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. On applique aussi une charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les mêmes instants, c'est-à-dire entre $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$.

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique R_r n'influe pas sur la vitesse de la machine, présentant une erreur de vitesse nulle, la variation remarquable à cause de la variation du couple de charge C_r . Le couple suit sa valeur de référence. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants en phase présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance.



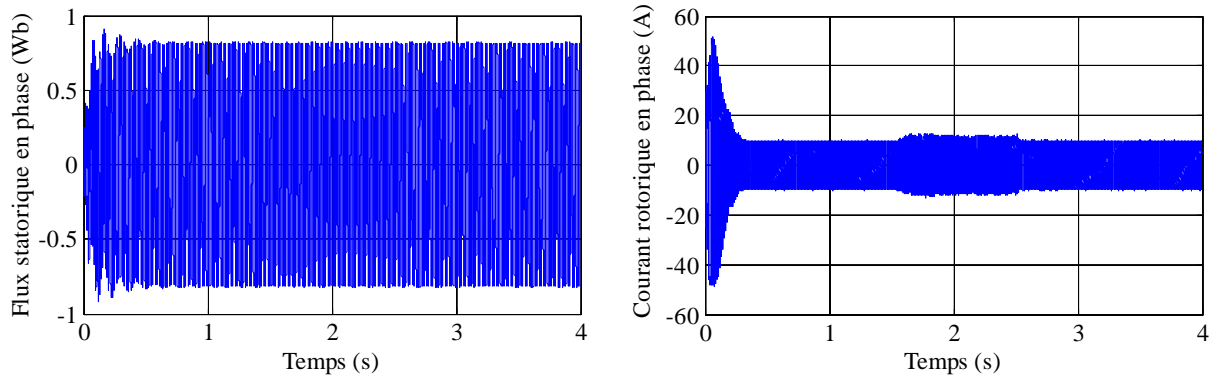


Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.8.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique

Dans ce cas nous avons fait une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats ne présentent aucun changement sur les courbes de la vitesse et de flux. Cela prouve que la commande est robuste vis-à-vis de la variation de R_s .

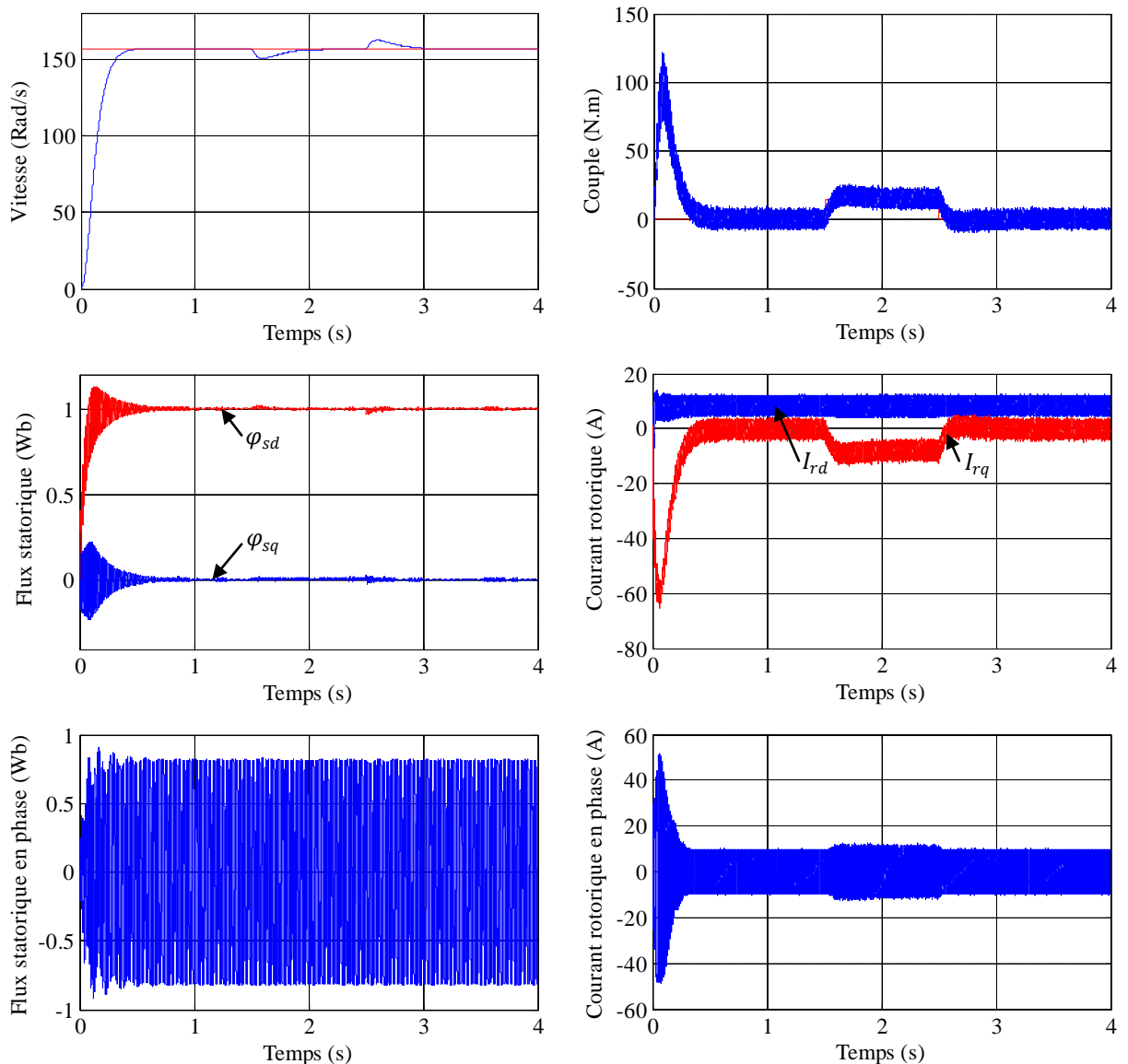


Figure (III.14) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.8.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

Dans ce test, on a fait augmenter l'inductance rotorique (L_r) de +20% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. La figure (III.15) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque de façon claire l'influence de l'inductance rotorique pendant la variation, ce qui montre le no robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI est insensible à la variation de L_r .

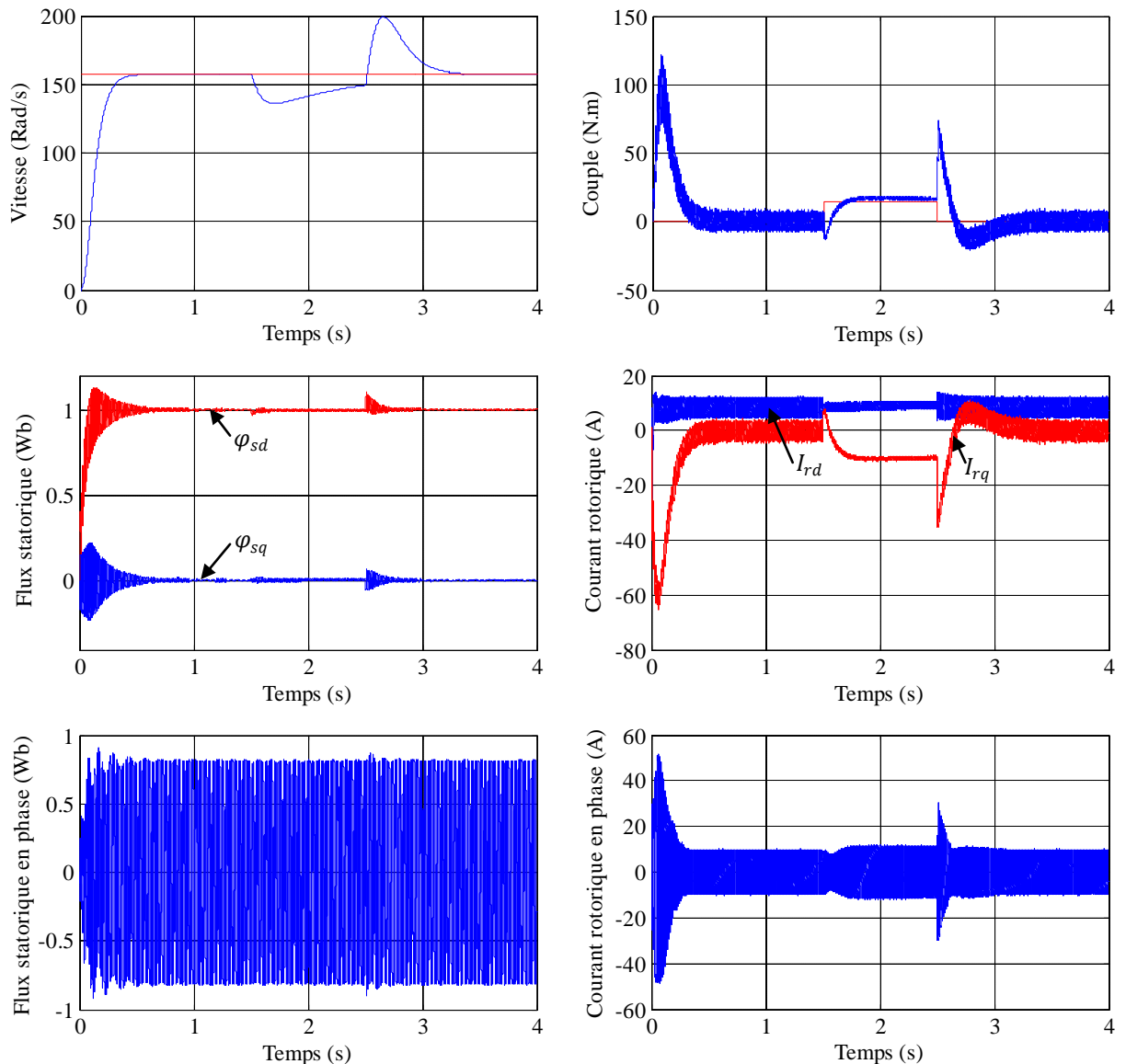


Figure (III.15) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

III.8.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Dans ce test nous avons fait une variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.16). Les résultats obtenus montrent clairement que : la vitesse suit parfaitement sa consigne. Cette variation présente une influence sur le couple, les courants et les flux.

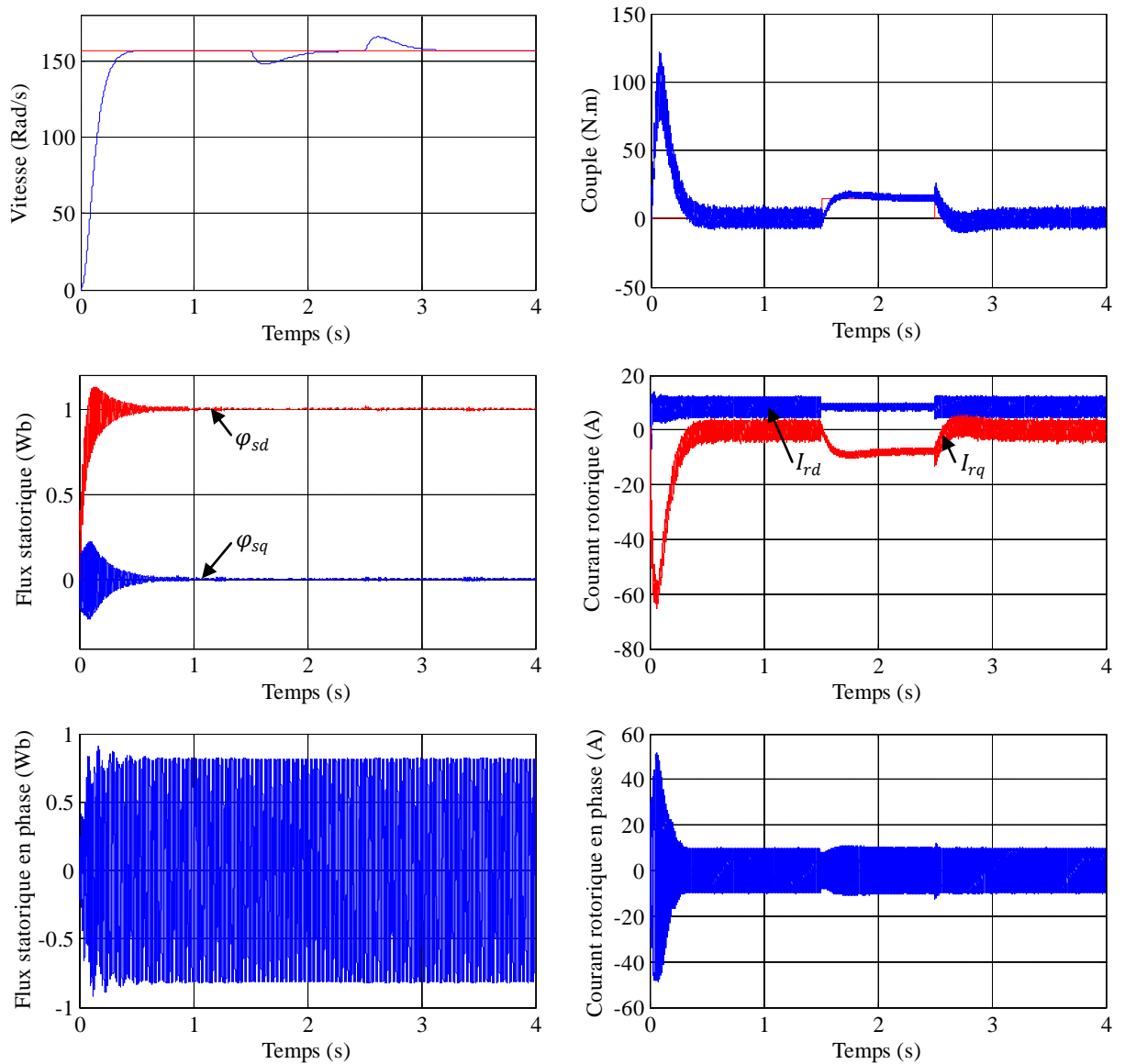
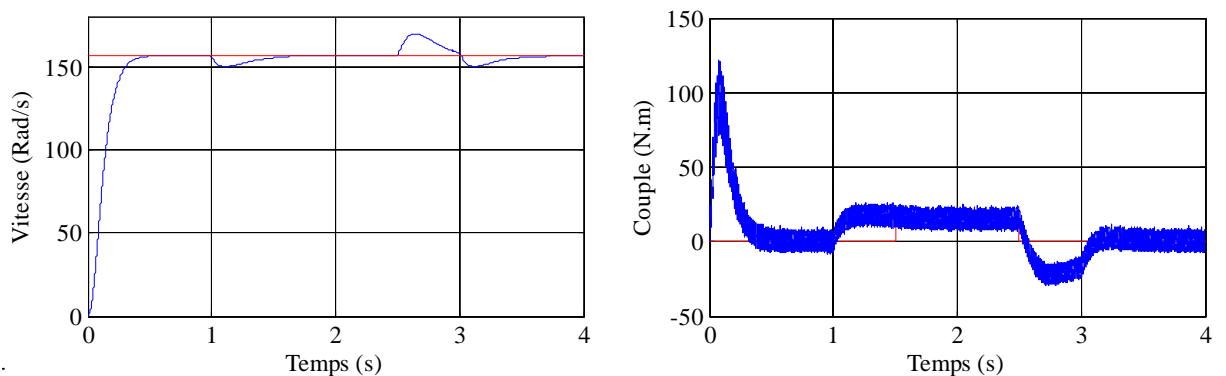


Figure (III.16) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

III.8.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Le test de robustesse consiste à faire varier le moment d'inertie J de +50% de sa valeur nominale. D'après ces résultats, on constate que la variation du J influe peu sur la vitesse. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic inverse de couple. Les allures des composantes du flux statorique, presque aucun changement.



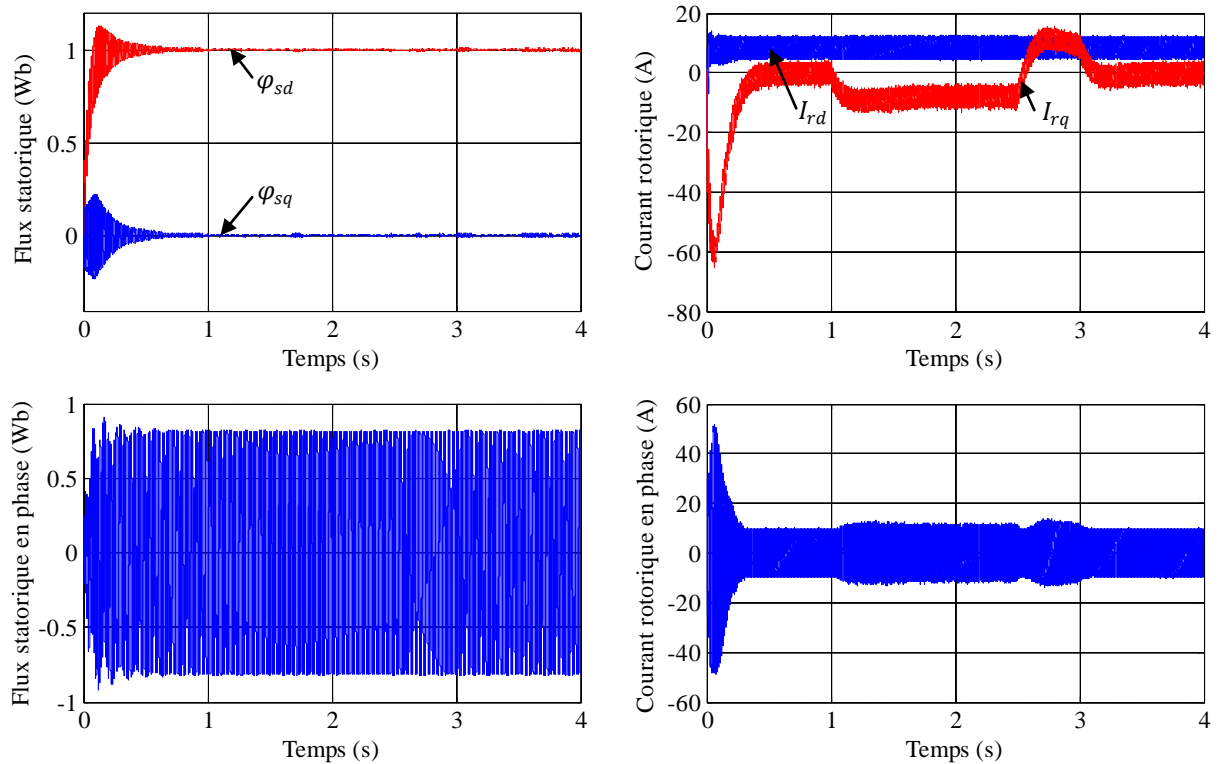


Figure (III.17) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

III.8.9 Interprétation des résultats

Au regard des résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande vectorielle munit de la structure de régulation de vitesse du type PI. Pour les différents profils, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite faible pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent. On observe une excellente orientation du flux statorique. Le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence. On observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. Aussi à l'application ou à la suppression du couple de charge, le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence. La variation du moment d'inertie n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux, cependant la vitesse est affectée, surtout lors de l'application des perturbations. Par contre, la variation de l'inductance rotorique influe d'une façon remarquable sur la vitesse, mais n'est pas sur l'orientation du flux, tel que cette dernière est altérée surtout pendant les phases transitoires. Pour les autres paramètres R_r , R_s et L_s l'influence de leurs variations n'a pas été prise en compte par le système de commande.

Dans le but d'améliorer les résultats, on va voir une nouvelle technique de commande, c'est la commande par la logique floue. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. Le but de la prochaine section est de présenter les aspects de la logique floue du type 1 et son application au réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation.

III.9 Commande par la logique floue

Les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variants. Pourront être utilisées à bon escient pour leurs qualités à résorber certains problèmes liés aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système commandé. Un contrôleur PI sera un contrôleur flou (Fuzzy Logic Controller « FLC »), i.e. un PI-flou, a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques et statiques d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à commander. Ceci pourrait donner un a priori favorable pour le FLC, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables. En effet, la difficulté de la commande ou de l'estimation sera surmontée par l'usage des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique du système à commander.

Dans ce contexte, on présentera un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MADA à flux statorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

III.9.1 Historique de la logique floue

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle [49, 133-135].

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue :

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

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

III.9.2 Domaine d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [136] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...)
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...)
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

III.9.3 Principe de la logique floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$.

La figure (III.18) illustre ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis [134].

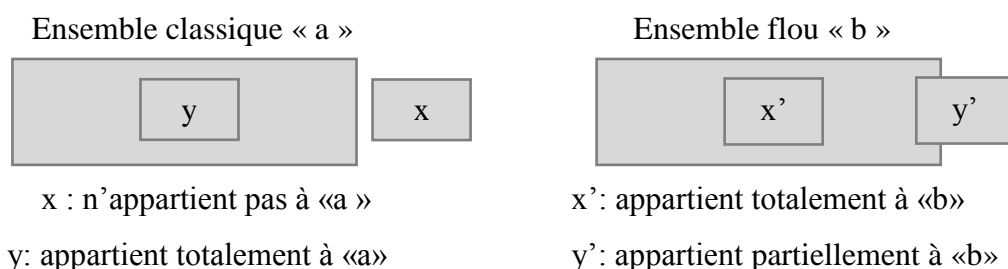


Figure (III.18) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

III.9.4 Eléments de base de la logique floue

Dans cette section, nous présentons d'une façon non exhaustive, uniquement les points les plus importants, les notions de base de la logique floue pour la compréhension d'un raisonnement flou.

III.9.4.1 Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir (grand, petit, positif, négatif, ...). Ses différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Un ensemble flou est défini sur un univers de discours x , et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [7, 137-140].

III.9.4.2 Fonctions d'appartenance

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisée dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative). Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d'appartenance utilisées pour la description des sous-ensembles flous sont de formes triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne. Cependant, Il n'existe pas de règles générales pour le choix de la forme de fonction d'appartenance [7, 138, 140-143].

- La fonction d'appartenance triangulaire : Elle est définie par trois paramètres a , b et c qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{III.44})$$

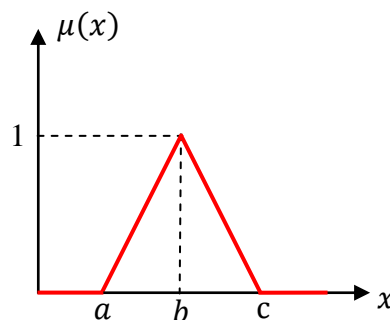


Figure (III.19) : Représentation de la fonction triangulaire.

– La fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres a, b, c et d .

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{ou} \quad \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{III.45})$$

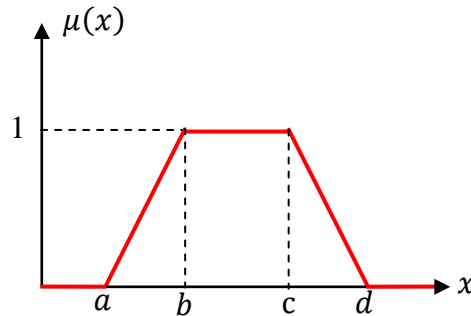


Figure (III.20) : Représentation de la fonction trapézoïdale.

– La fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres σ, x_0 .

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.46})$$

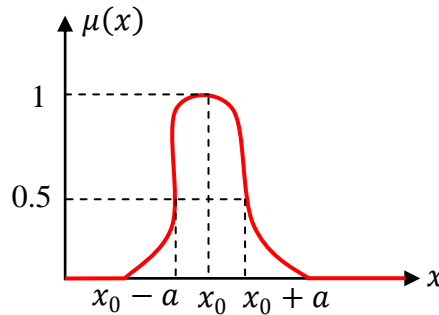


Figure (III.21) : Représentation de la fonction gaussienne.

III.9.4.3 Propriétés des ensembles flous

Soit A un ensemble flou de x . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figure III.22) [142-145].

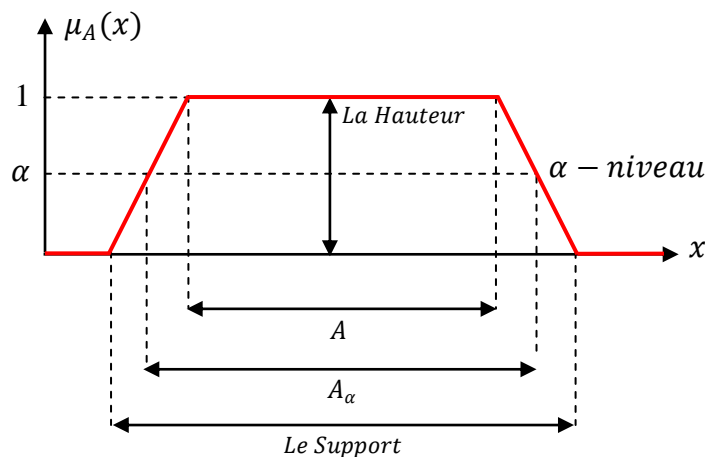


Figure (III.22) : Caractéristiques d'un ensemble flou.

- **Le Noyau** : le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A ; leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.47})$$

- **Le Support** : le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.48})$$

- **La Hauteur** : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance sur le domaine X qui est égale à 1. Il est donné par :

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (\text{III.49})$$

- **Le cardinal** : est définie par la somme des degrés d'appartenance :

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III.50})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_x \mu_A(x) dx \quad (\text{III.51})$$

- **Couple de niveau α** : On appelle *couple de niveau α* ou *α -coupe* de l'ensemble flou A les éléments qui possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal α . Le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0 \ 1] \quad (\text{III.52})$$

III.9.4.4 Opérateurs de la logique floue

Similairement à la théorie des ensembles ordinaires, les opérations de base qui sont l'égalité, l'inclusion, l'union, l'intersection et le complément, les plus utilisés sont définis ci-dessous [144, 145].

Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement.

- **Egalité** : Deux ensembles flous A et B sont égaux ($A = B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.53})$$

- **Inclusion** : L'ensemble B est inclus dans l'ensemble A ($A \subset B$) si pour tout $x \in X$ on a la relation suivante est vérifiée :

$$A \subset B \text{ si } \forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.54})$$

- **Union (opérateur ou)** : L'union de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cup B$) de fonction d'appartenance « somme » :

$$\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{III.55})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ou B » est le maximum des degrés d'appartenances de A et de B :

$$\mu_A(x) + \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.56})$$

- **Intersection (opérateur et) :** l'intersection de deux ensembles flous A et B est un ensemble flou ($A \cap B$) de fonction d'appartenance « produit » :

$$\forall x \in X: \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III.57})$$

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A et B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B :

$$\mu_A(x) \times \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.58})$$

$$\mu_A(x) \times \mu_B(x) = \mu_B(x) \times \mu_A(x) \quad (\text{III.59})$$

- **Complémentation (opérateur non) :** Le complément \bar{A} de l'ensemble flou A est défini par la fonction d'appartenance :

$$\forall x \in X: \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.60})$$

III.9.4.5 Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférence. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ..., etc. Ces règles peuvent avoir la forme suivante [134, 146] :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action. À titre d'illustration, on prend l'exemple suivant :

Si l'erreur de vitesse est nulle 'ET' si la variation de l'erreur de vitesse est nulle ALORS garder un couple de référence constant.

Généralement, la décision ou l'action dépendant de deux variables linguistiques est donnée par :

Action ou opération = { Si condition 1 ET 1' ALORS opération 1 OU
Si condition 2 ET 2' ALORS opération 2 OU
Si...
Si condition m ET m' ALORS opération m }

III.9.5 Structure d'un régulateur flou

Contrairement aux techniques de réglage classiques, le réglage par la logique floue ne traite pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées. Mais, utilisent des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ..., etc., appliquées à des variables linguistiques. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elles une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réelle pour les appliquer au procédé.

Un régulateur flou est traditionnellement décomposé en quatre blocs : la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [140, 144, 145, 147-149].

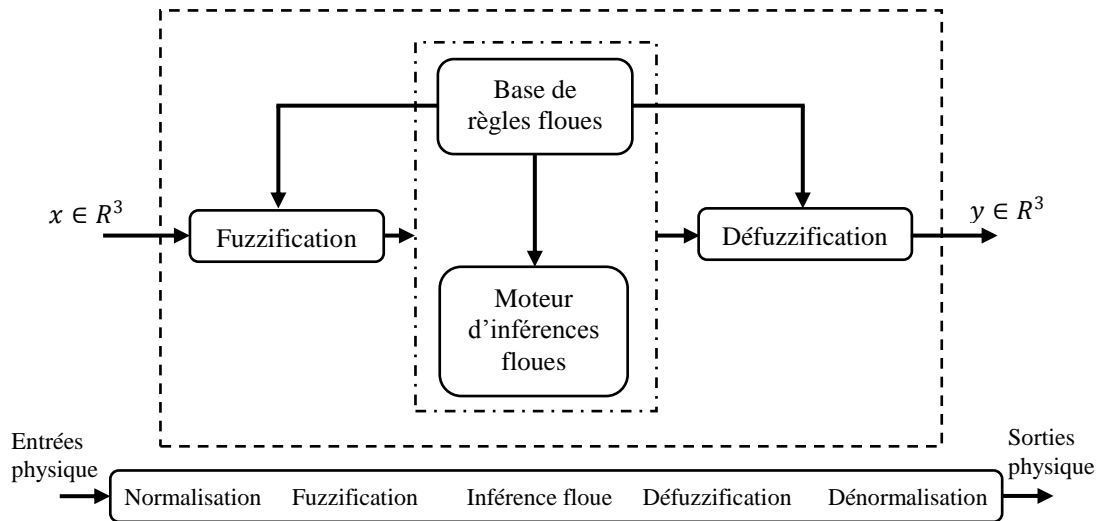


Figure (III.23) : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

III.9.5.1 Fuzzification

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes : établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ; effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[0, 1]$ afin de faciliter le calcul [29].

III.9.5.2 Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final, elle est composée [29] :

- La base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- La base de règles constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si "condition" Alors "conséquence".

III.9.5.3 Mécanisme d'inférence floue

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le

système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts expliqués dans les sections précédentes, à savoir : fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues. On peut décrire l'inférence de manière explicitée par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles, chaque règle possède une condition précédée d'un ensemble SI et une conclusion, action OU opération précédée d'un ensemble ALORS.

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait généralement par trois méthodes [7] :

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen) ;
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue « ET, OU et ALORS ».

Tableau (III.1) : Méthode usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs flous	Et	Ou	Alors
Méthodes d'inférence			
Max - Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max - Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme - Produit	Produit	Moyenne	Produit

III.9.5.4 Défuzzification

Cette étape consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques), c'est-à-dire que les ensembles flous résultant de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques ; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification telle que : méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, ..., etc. [7, 29, 149-153]

- **La méthode de maximum** : est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.
- **La méthode de la moyenne pondérée** : le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne de ces valeurs comme résultat de défuzzification.

- **La méthode du centre de gravité** : est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^1 x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^1 \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.61})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

III.10 Application de la commande par la logique floue à la MADA

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle directe présentée au-dessus de ce chapitre avec un changement du régulateur PI de la vitesse par un régulateur flou (régulateur du type Mamdani à sept classes). Le contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminée et la sortie réelle du processus qui est dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine et la variation de cette erreur.

L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler la vitesse générée par la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté. Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation ainsi que la robustesse de la commande.

Le schéma bloc de la commande avec les régulateurs flous est illustré par la figure ci-dessous [154, 155] :

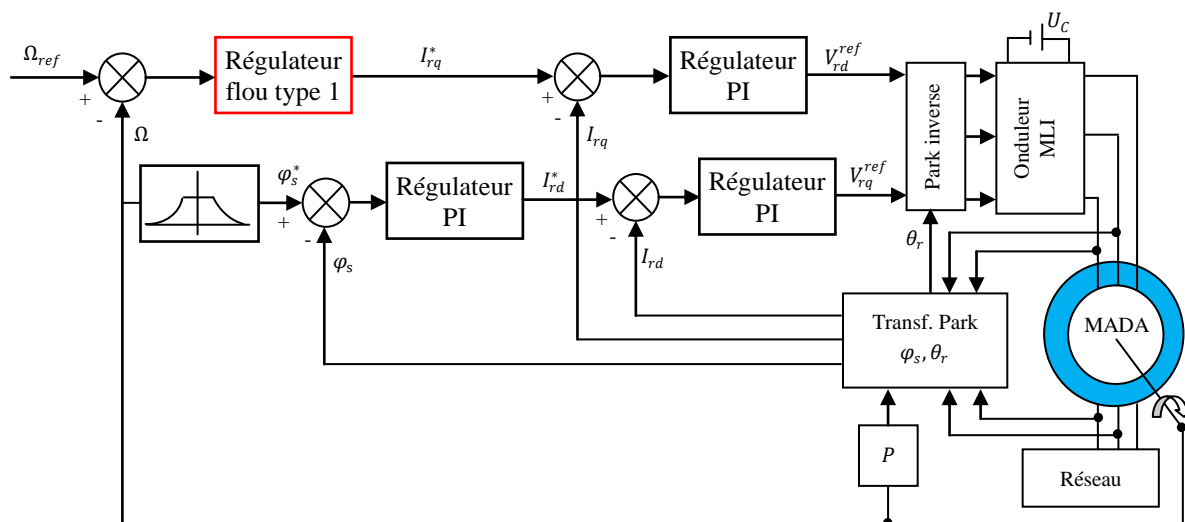


Figure (III.24) : Schéma bloc de la structure de commande floue de la MADA.

III.10.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électrique exige les choix des paramètres suivants : les variables linguistiques, les fonctions d'appartenance, la méthode d'inférence et la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes monovariables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique du système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre dans la figure suivante [154, 155] :

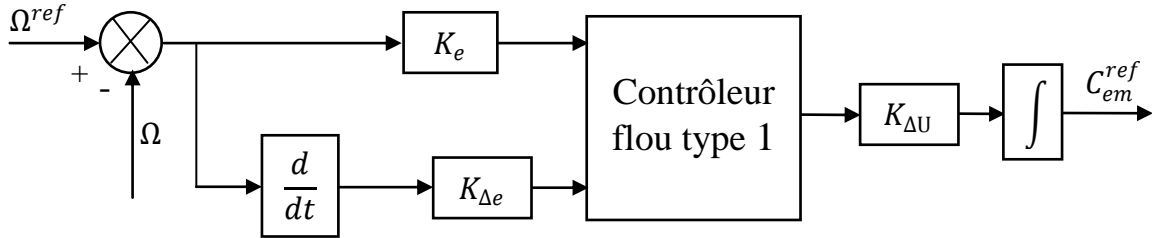


Figure (III.25) : Schéma synoptique d'un régulateur PI-flou de vitesse.

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

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

$$e = \Omega^{ref} - \Omega \quad (III.62)$$

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

$$\Delta e = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \quad (III.63)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple Electromagnétique. K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

Le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- Bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Facteurs d'échelle K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$: qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler.
- Bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur la figure (III.26).

Le choix des variables linguistiques sont représentées par :

Négatif grand noté NG ;

Moyen Négatif noté NM ;

Négatif petit noté NP;

Environ de zéro noté EZ;

Positif petit noté PP ;

Positif Moyen noté PM ;

Positif grand noté PG.

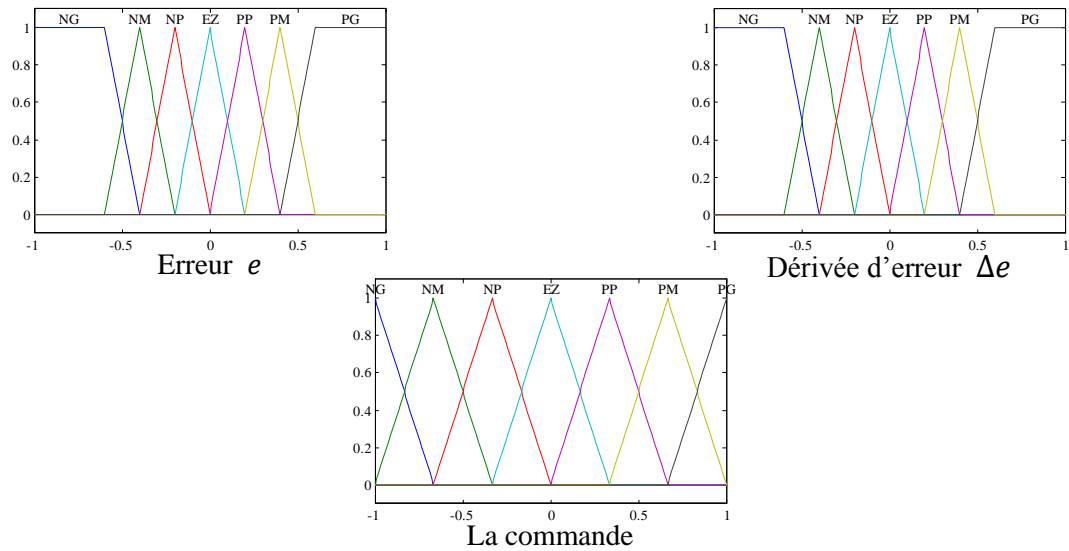


Figure (III.26) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans le tableau ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani.

Tableau (III.2) : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances [154, 155].

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique suivante :

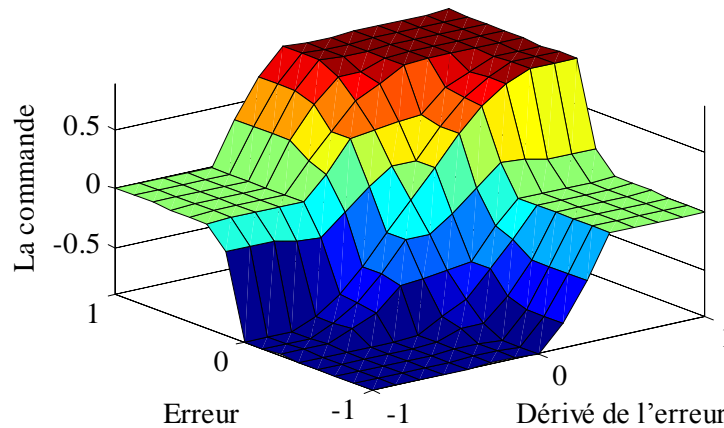


Figure (III.27) : Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.

- Bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

III.10.2 Résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone à double alimentation par la commande du floue. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande.

III.10.2.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.28). La vitesse de la machine tourne à la vitesse nominale de 157 (rad/s). On peut noter un découplage parfait entre le couple et le flux, ainsi le principe de la commande vectorielle est vérifié.

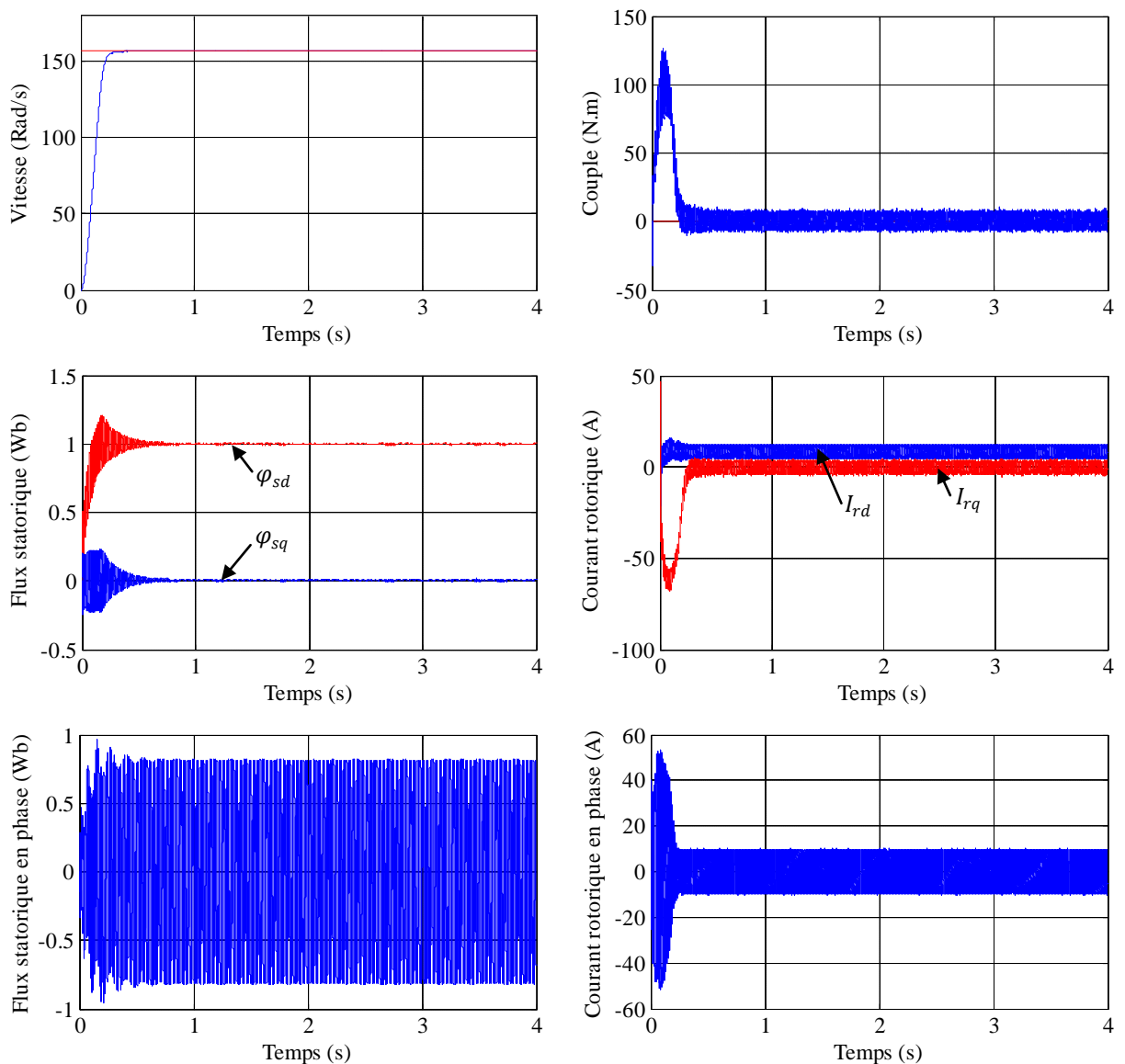


Figure (III.28) : Résultats de simulation de la commande floue de la machine asynchrone à double alimentation dans le régime nominal.

III.10.2.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (III.29). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge influée légèrement sur les grandeurs de vitesse, de flux et des courants de commande, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

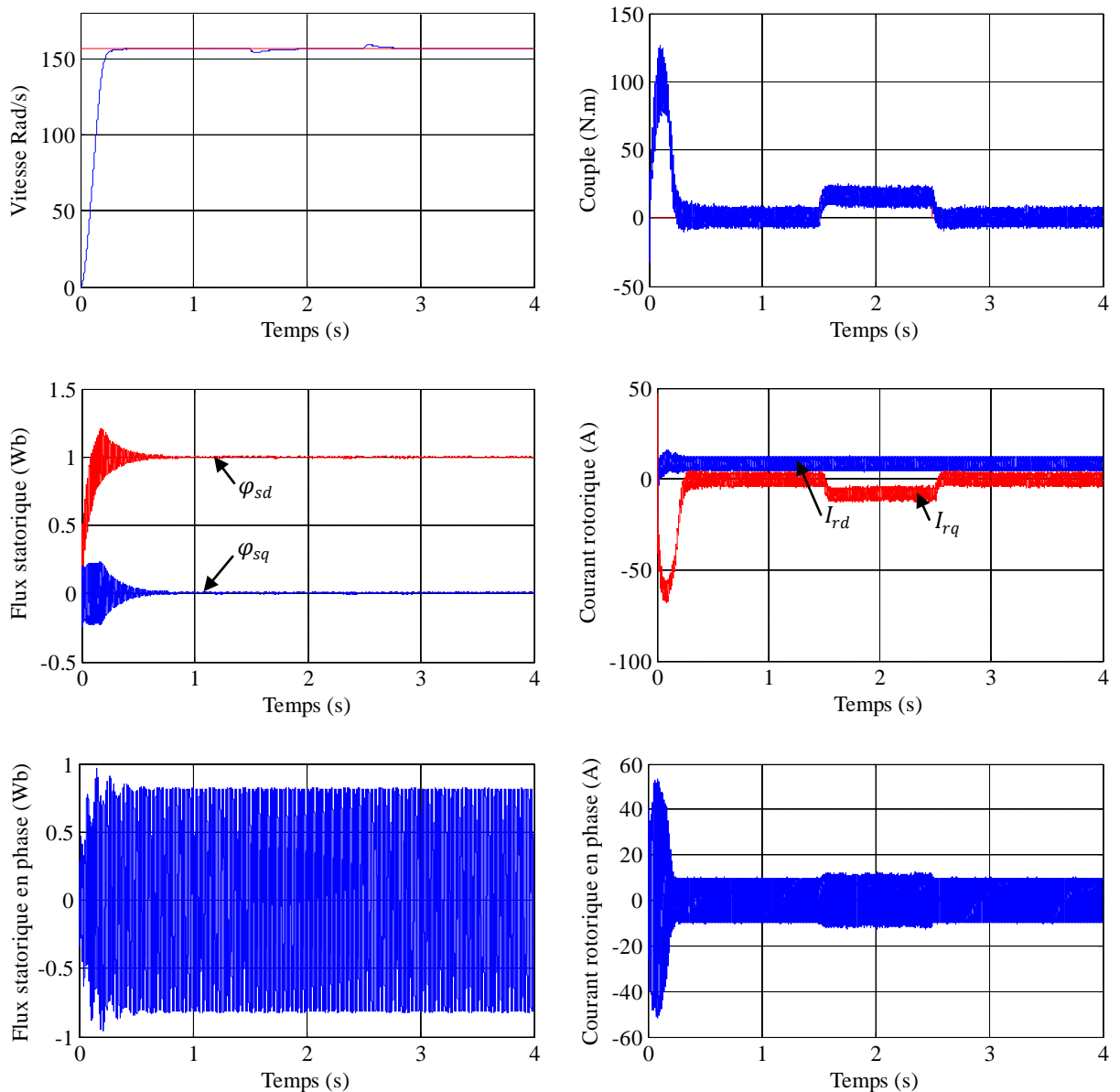


Figure (III.29) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.10.2.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. À l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 3s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. On applique aussi une charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant une erreur presque nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le flux statorique présentant un découplage parfait avec le couple ($\varphi_{sq} = 0Wb$). Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse au moment de la variation.

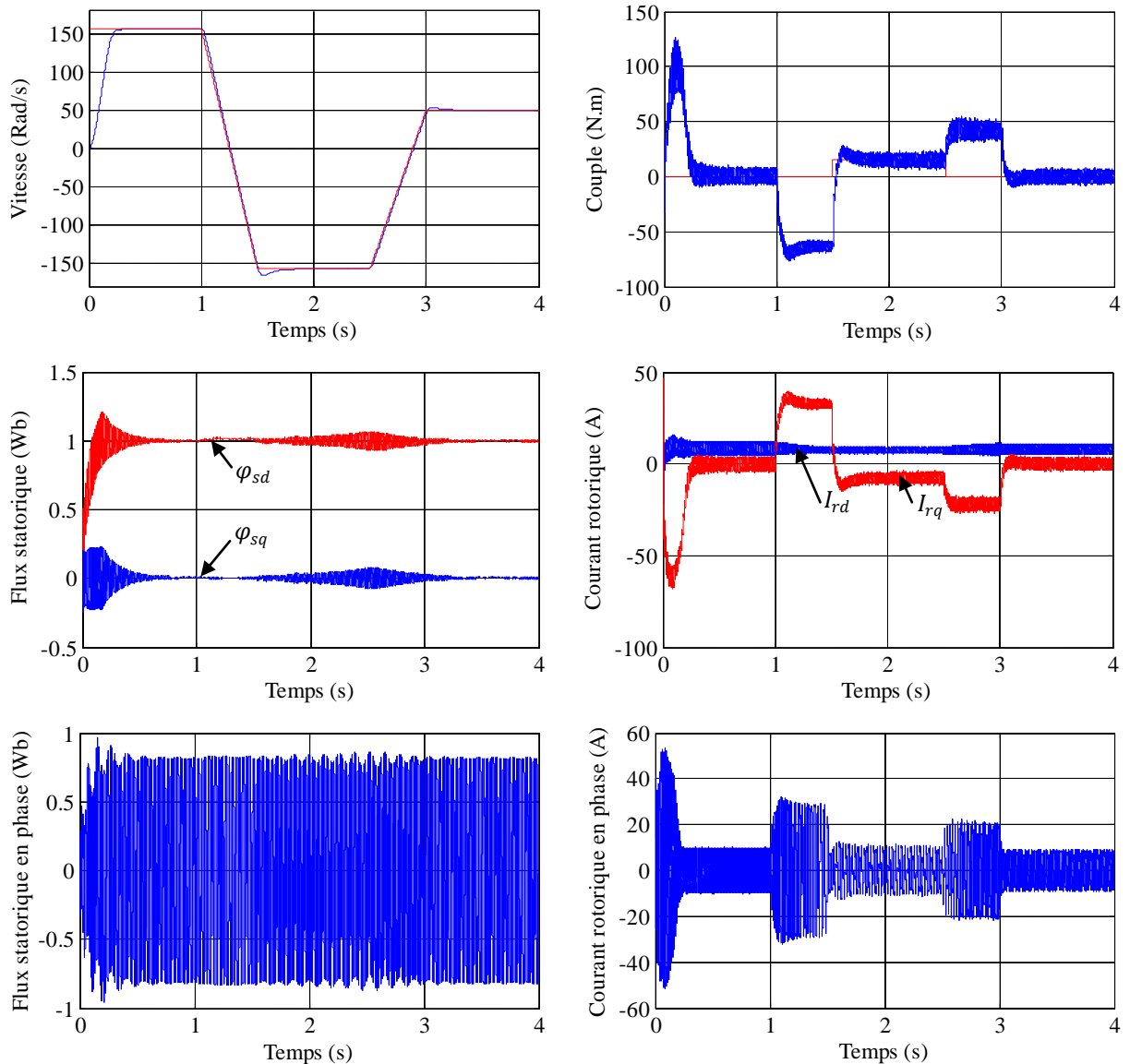


Figure (III.30) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.10.2.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale sera appliquée entre les instants $t=1.5s$ et $t = 2.5s$ avec une charge de valeur ($C_r = 15N.m$) entre les mêmes instants.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation du R_r n'influe pas sur toutes les réponses dynamiques. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants en phase présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance et la charge.

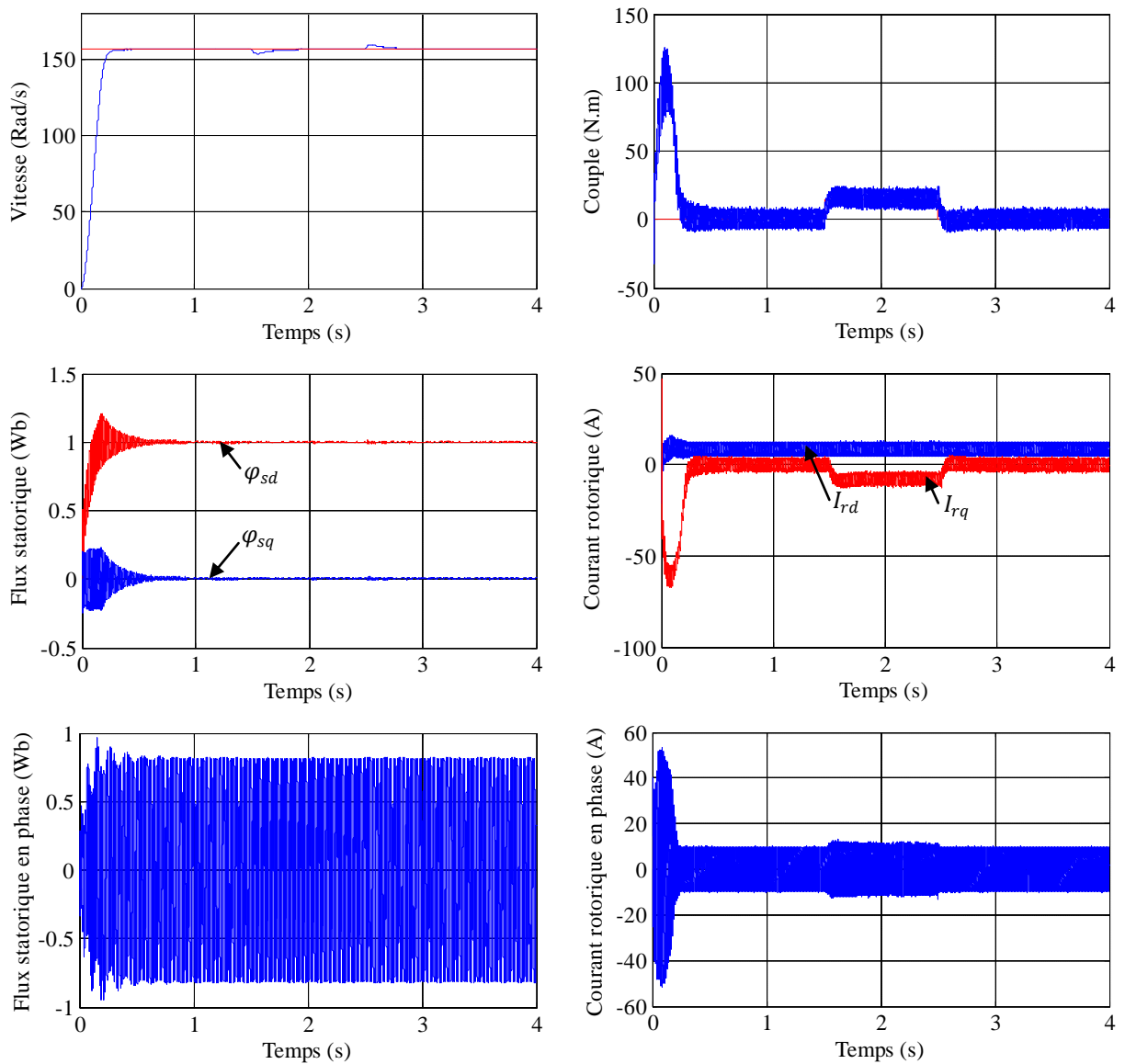
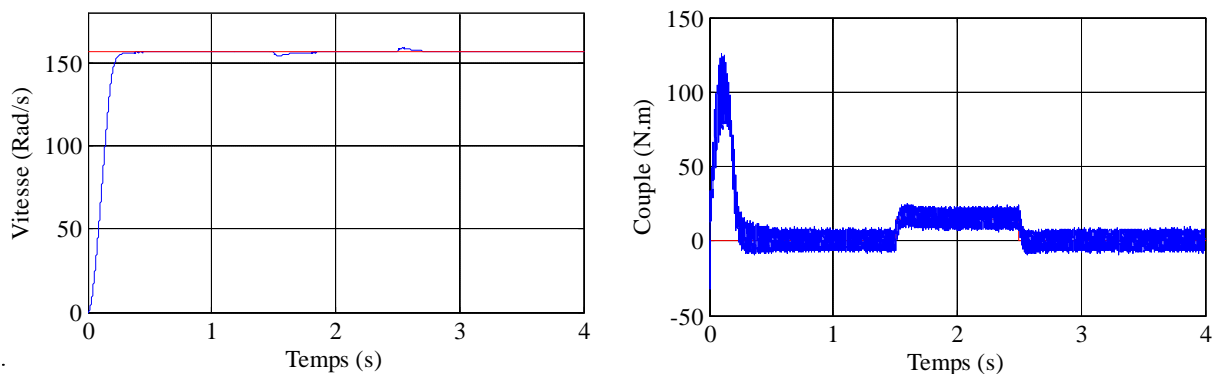


Figure (III.31) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.10.2.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique

Dans ce test de robustesse de la commande, concerne la variation de R_s de +100% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5$ s et $t = 2.5$ s. Les résultats montrent que la variation de R_s ne présente aucun effet sur les courbes de vitesse et de flux. Cela prouve que cette commande est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.



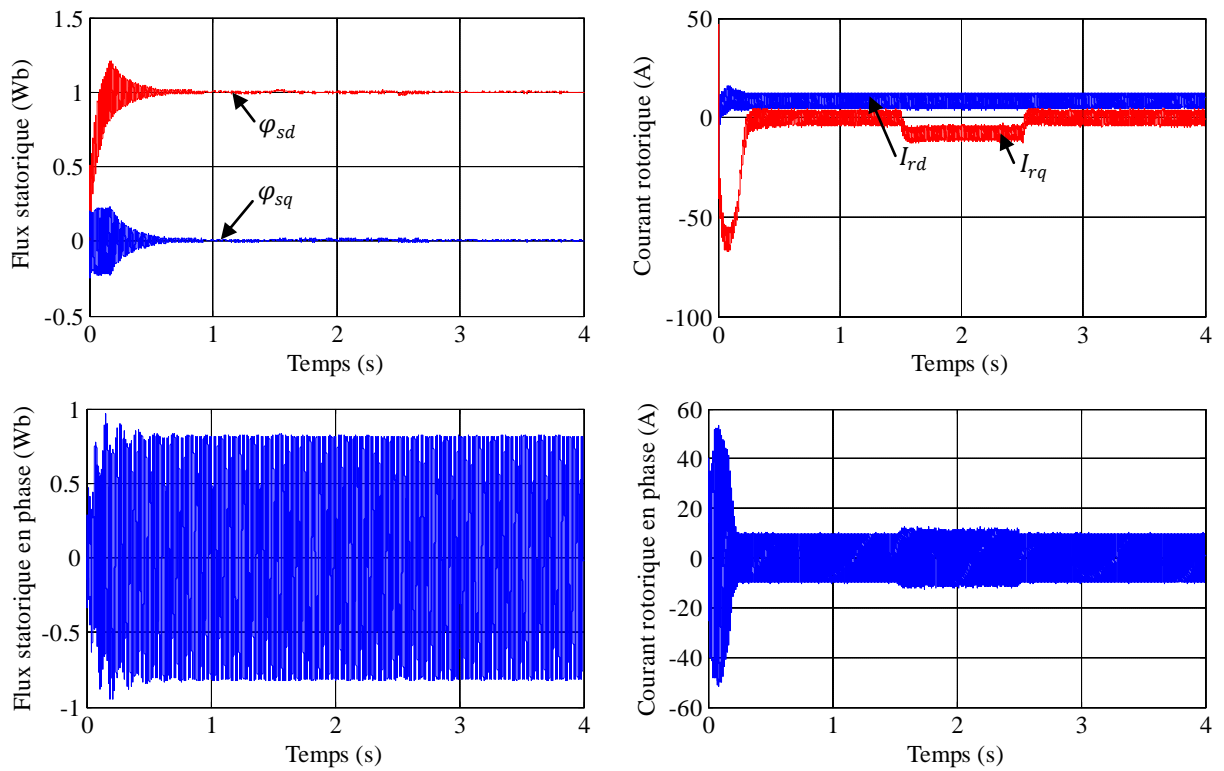
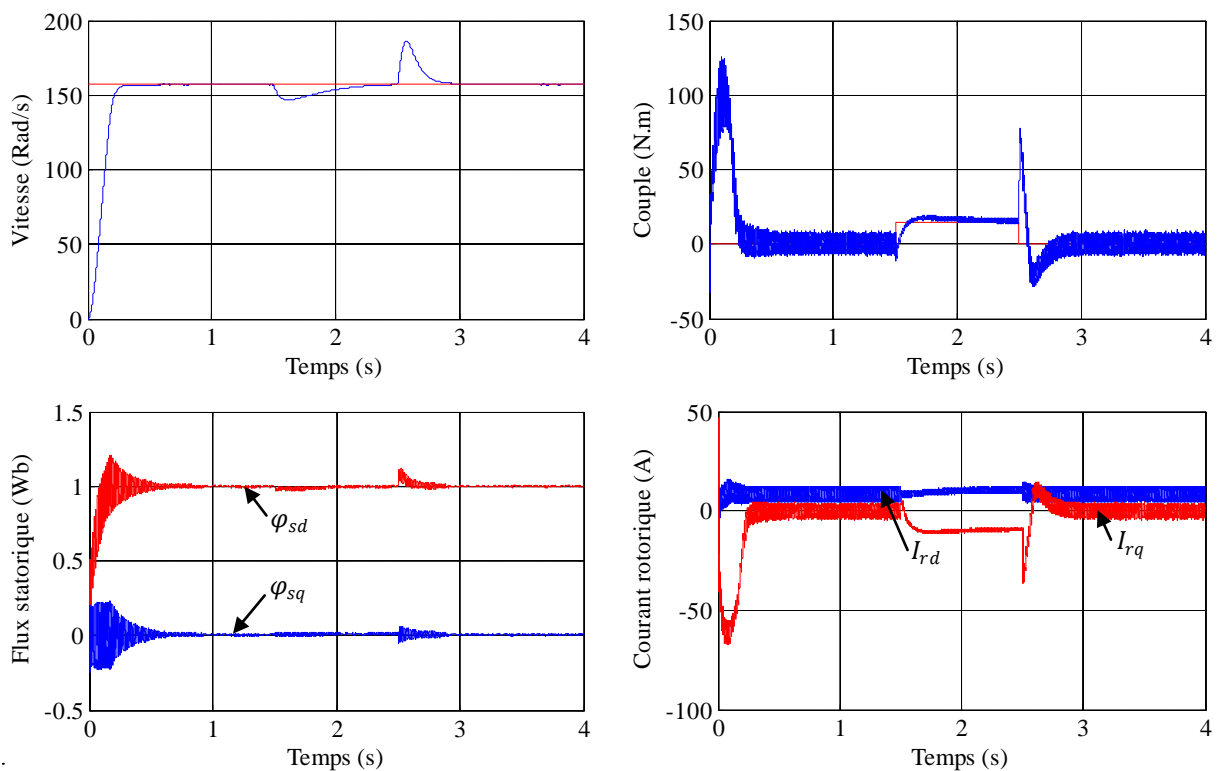


Figure (III.32) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.10.2.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

La figure (III.33) présente les résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique de +20% de sa valeur nominale. La variation de L_r sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats montrent que la variation de l'inductance rotorique influence sur la vitesse, le couple et les courants. Le principe du découplage est toujours réalisé.



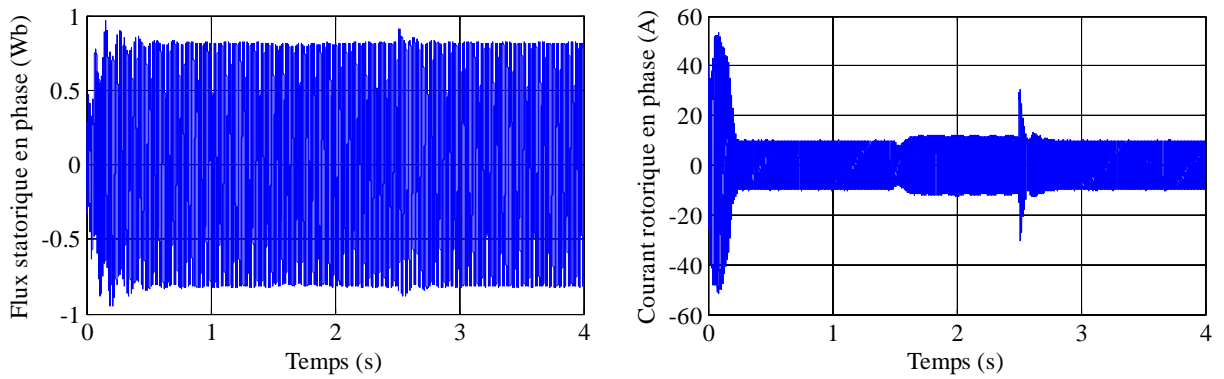


Figure (III.33) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

III.10.2.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Dans ce test nous avons fait une variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.34).

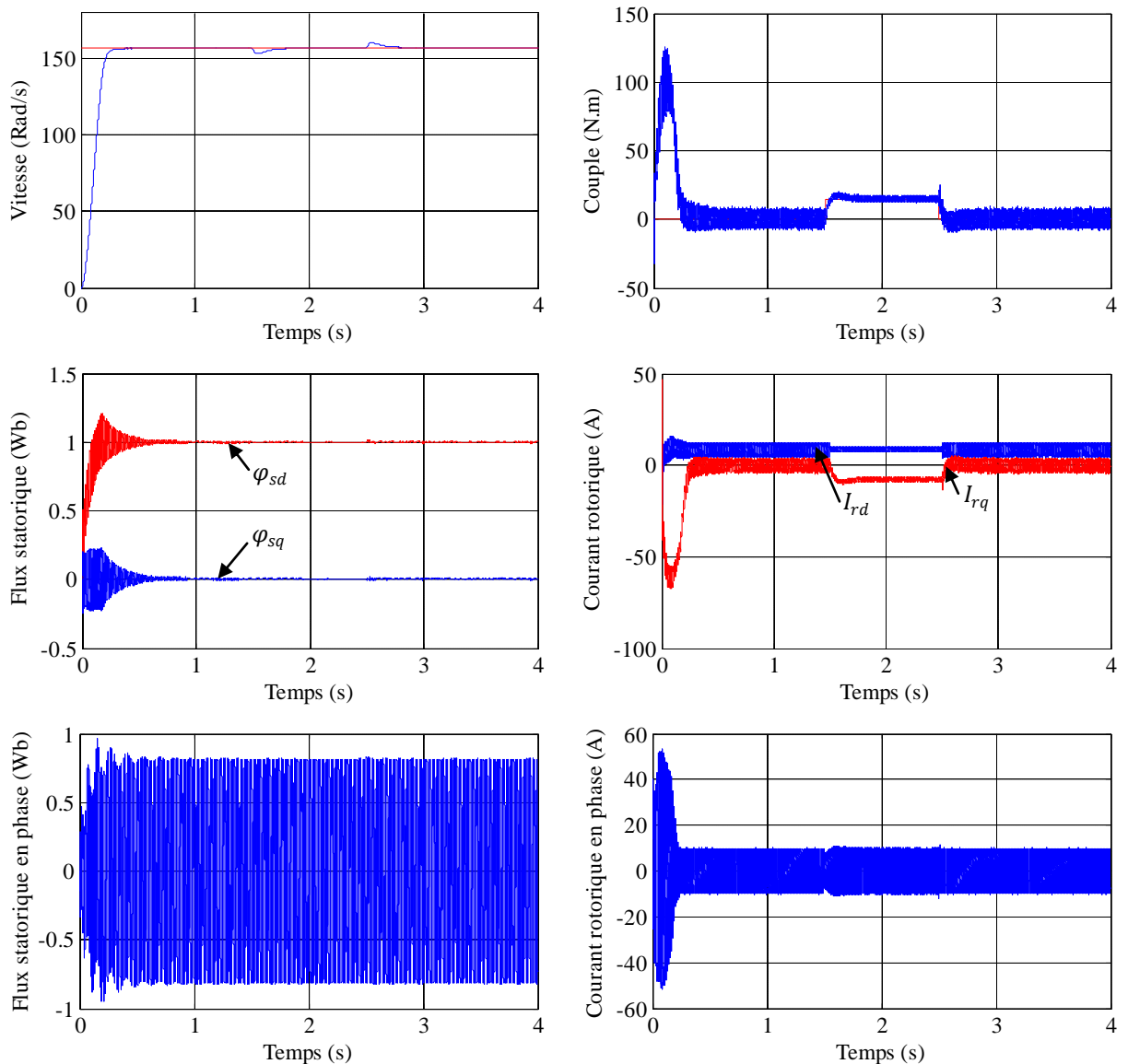


Figure (III.34) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

III.10.2.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Le dernier test de robustesse de la commande, concerne la variation du moment d'inertie J de +50% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats montrent que la variation de J ne présente pas un grand changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux. Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve que la commande floue est robuste vis-à-vis de la variation du moment d'inertie.

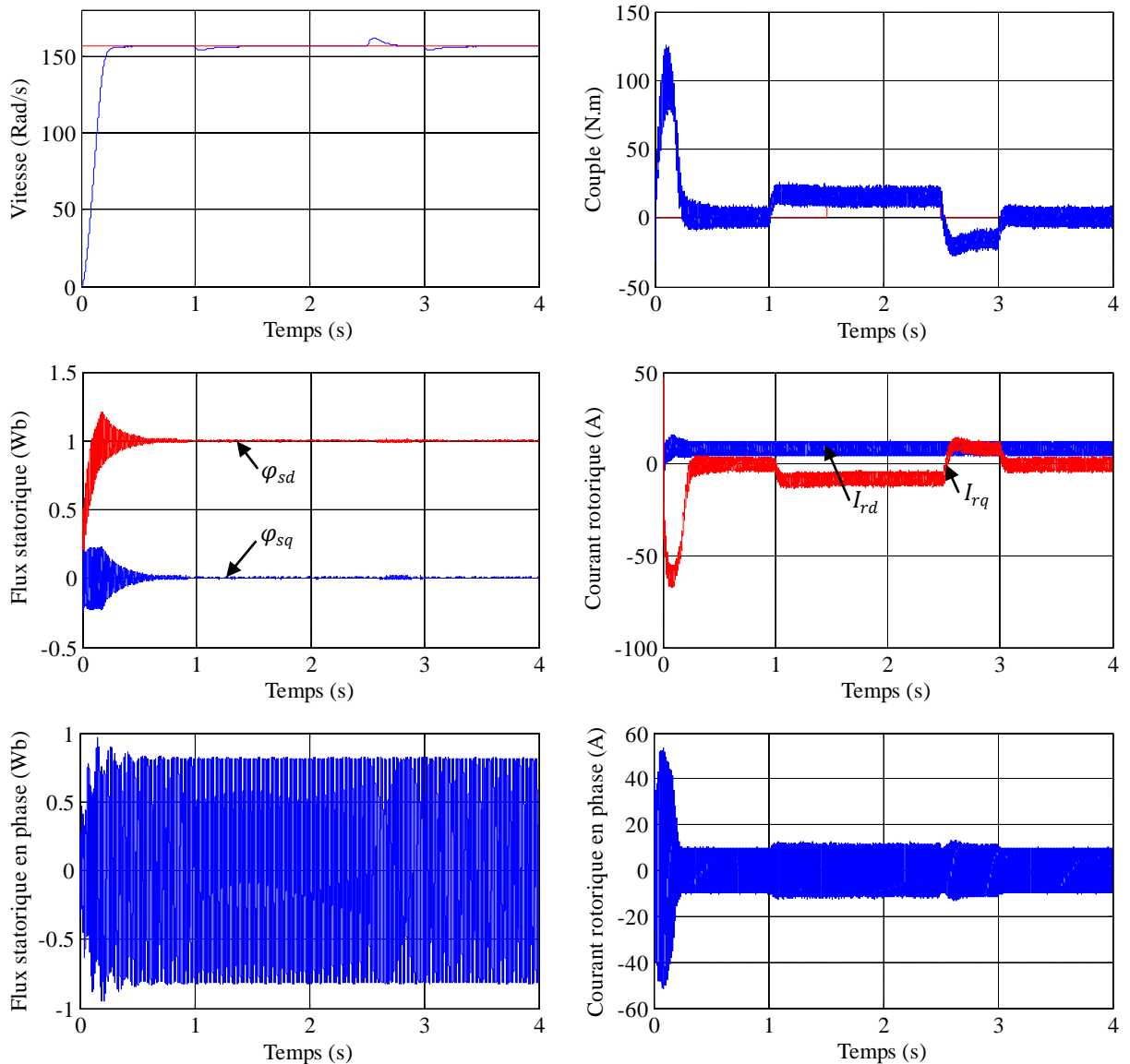


Figure (III.35) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

III.10.3 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que le contrôleur flou utilisé donne meilleurs résultats par rapport à la commande vectorielle, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un très bon suivi de la vitesse de référence, une erreur statique presque nulle. Ceci se traduit par une erreur de poursuite bien inférieure à celle obtenue à l'aide de le régulateur PI, ceci montrant la parfaite du réglage floue à la commande. On remarque également que l'orientation du flux statorique est parfaitement assurée.

Donc, les résultats montrent un comportement satisfaisant de l'approche floue en régulation et en poursuite par rapport au contrôleur conventionnel du type PI a été mise en évidence par l'amélioration de la dynamique, un meilleur résultat contre la variation paramétrique. Cependant, lors de simulations avec variation des inductances rotorique et le moment d'inertie, on remarque que les performances de ce contrôle ne sont pas bien. Pour améliorer les résultats, dans la section suivante nous remplaçons le régulateur flou du type 1 par un régulateur flou du type 2.

III.11 Commande par la logique floue type 2

Le concept des ensembles flous de type-2 a été introduit par Zadeh [156, 157] comme extension du concept des ensembles flous ordinaires (flous type 1). Un ensemble flou type 2 être caractérisé par une fonction d'appartenance, c'est-à-dire la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$. Les ensembles flous du type 2 peuvent être utilisés dans des situations où l'incertitude est présente. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres. L'avantage principal de la logique floue type 2 par rapport à la logique floue type 1 est sa capacité de prendre en compte les incertitudes linguistiques et numériques [29].

Les ensembles flous de type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres est incertaine. Malheureusement, ces ensembles flous de type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous de type-1. Mais, leur bonne manipulation des incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous de type-1, justifie leur utilisation [158].

Actuellement, le flou du type 2 est utilisé dans diverses applications comme : la prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, la stabilité des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de données. La stabilité est l'un des aspects les plus importants dans la commande automatique du système. D'une manière très qualitative et intuitive, la stabilité d'un système est la capacité de ce dernier à revenir à sa position d'équilibre lorsqu'il en est ponctuellement écarté [158].

III.11.1 Terminologie de la logique floue type 2

Les ensembles flous type 2 où le degré d'appartenance de chaque élément de ces ensembles est un ensemble flou type 1. Dans ce qui vient on va présenter des définitions des ensembles flous type 2 et quelques importants concepts associés [32, 113, 159-164].

- **Définition 1 :** Un ensemble flou type-2 noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, c.-à-d. :

$$\tilde{A} = \{((x, u), \mu_{\tilde{A}}(x, u)) \quad \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0,1]\} \quad (\text{III.64})$$

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

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III.65})$$

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

A chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire.

- **Définition 2 :** A chaque valeur de x , noté $x = x'$, le plan bidimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$ appelé tranche verticale 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 :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_x} f_{x'}(u) / u \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III.66})$$

Où $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$.

Puisque $\forall x' \in X$, 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 floue type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaires, c.-à-d, on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante [113, 133] :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / (x) = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / (u) \right] / (x) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{III.67})$$

- **Définition 3 :** Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé l'appartenance primaire de x , J_x est l'appartenance primaire de x , où $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$.
- **Définition 4 :** L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée le degré d'appartenance secondaire. $f_x(u)$ est le degré d'appartenance secondaire.
- **Définition 5 :** L'incertitude dans un ensemble floue type-2, \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée l'empreinte d'incertitude (Footprint Of Uncertainty : FOU). C'est l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires [113, 133].

$$FOU(\tilde{A}) = \cup_{x \in X} J_x \quad (\text{III.68})$$

- **Définition 6 :** Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de \tilde{A} sont deux fonctions d'appartenance type-1 qui représentent les frontières du FOU. La fonction d'appartenance supérieure correspond à la borne supérieure du $FOU(\tilde{A})$, et est notée $\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x)$, $\forall x \in X$ et la fonction d'appartenance inférieure correspond à la borne inférieure de $FOU(\tilde{A})$, et est notée $\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x)$, $\forall x \in X$:

$$\overline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \quad (\text{III.69})$$

$$\underline{\mu_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \quad (\text{III.70})$$

- **Définition 7 :** Pour chaque entrée, seulement un degré d'appartenance secondaire est égal à 1. On appelle l'ensemble de toutes les appartenances primaires qui ont une appartenance secondaire égale à 1, une fonction d'appartenance principale. La fonction d'appartenance principale est tracée par une ligne foncée. Le concept de la fonction d'appartenance principale illustre le fait que les ensembles flous type-1 sont un cas particulier des ensembles flous type-2, ayant une appartenance secondaire égale à l'unité pour une seule appartenance primaire, et zéro pour toutes les autres.
- **Définition 8 :** Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de forme intervalle, ce qui fait que toutes les appartenances secondaires sont égales à 1 :

$$f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall x \in X \quad (\text{III.71})$$

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 fonction des bornes gauche et droite $[l, r]$ ou par leurs centre et largeur $[c - s, c + s]$ où $c = (l + r)/2$ et $s = (l - r)/2$.

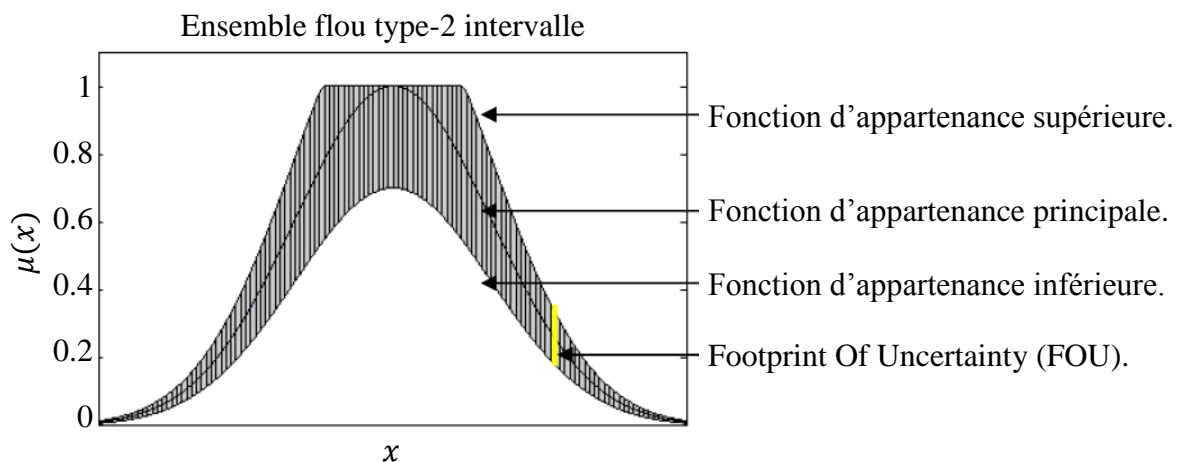


Figure (III.36) : Représentation schématique d'un ensemble flou type -2 intervalle.

III.11.2 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 [133, 158, 165].

III.11.2.1 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 $[0, 1]$. 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.

III.11.2.2 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.

III.11.2.3 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 $[0, 1]$.

III.11.3 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 ci-dessous [32, 113, 166-170] :

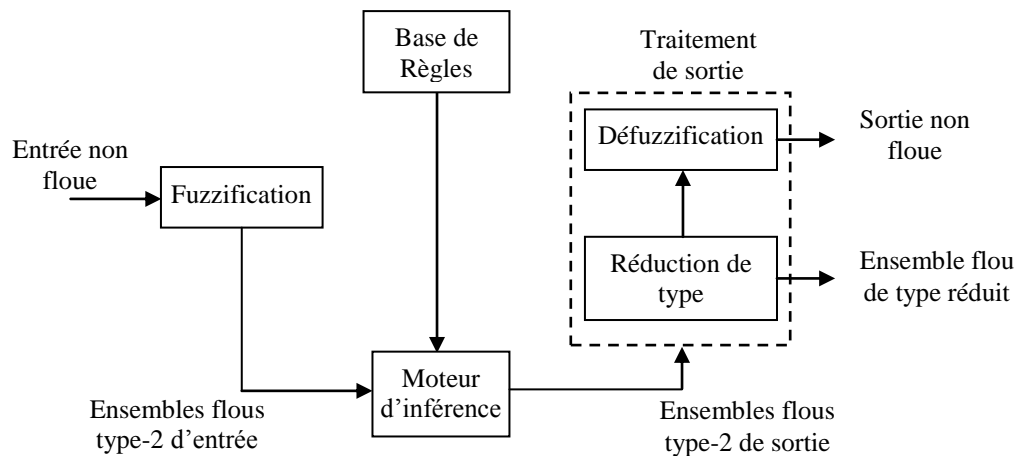


Figure (III.37) : Structure d'un système flou type-2.

III.11.3.1 Fuzzification

La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation permet de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1. Le vecteur d'entrée est $(e_1, e_2, \dots, e_n)^T$ sur un système flou de type-2 \tilde{A}_x , similaire à la procédure effectuée dans un système de logique floue de type-1 [29, 171].

III.11.3.2 Base de règle

La forme générale de $i^{\text{ème}}$ règle du système de logique floue de type-2 peut être écrite comme suit [113, 172] :

Si e_1 est \tilde{F}_1^i et e_2 est \tilde{F}_2^i et e_n est \tilde{F}_n^i

Alors :

$$y^i = \tilde{G}^i, i = 1, \dots, M \quad (\text{III.72})$$

Où \tilde{F}_j^i l'ensemble flou de type-2 de l'entrée d'état j de la $i^{\text{ème}}$ règle, x_1, x_2, \dots, x_n sont les entrées, \tilde{G}^i est la sortie du système flou de type-2 pour la règle i , et M est le nombre des règles. Comme on peut le voir, la structure des règles du système de logique floue de type-2 est similaire au système de logique floue de type-1, sauf que les fonctions d'appartenance de type-1 sont remplacées par leurs homologues de type-2.

III.11.3.3 Inférence

Dans l'intervalle du système flou de type-2 utilisant les minimum ou le produit de t-normes opérations, la $i^{\text{ème}}$ règle activée $F^i(x_1, x_2, \dots, x_n)$, nous donne l'intervalle déterminé par deux extrêmes $\underline{f}^i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ et $\bar{f}^i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ [113, 172] :

$$F^i(x_1, \dots, x_n) = [\underline{f}^i(x_1, \dots, x_n), \bar{f}^i(x_1, \dots, x_n)] \equiv [f^i, \bar{f}^i] \quad (\text{III.73})$$

Avec \underline{f}^i et \bar{f}^i sont donnés comme :

$$\begin{aligned} \underline{f}^i &= \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) \times \dots \times \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \\ \bar{f}^i &= \bar{\mu}_{F_1^i}(x_1) \times \dots \times \bar{\mu}_{F_n^i}(x_n) \end{aligned} \quad (\text{III.74})$$

III.11.3.4 Réduction de type

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 [29]. Dans cette partie, les méthodes disponibles pour calculer les centres d'ensembles du système flou de type-2 en utilisant le principe d'extension. Le centre de l'ensemble du système flou A de type-1 est donné par [173, 174] :

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{III.75})$$

Où n représente le nombre de domaine discrétisé de A , $z_i \in R$ et $w_i \in [0, 1]$. Si chaque z_i et w_i sont remplacés par un système flou de type-1, Z_i et W_i , avec des fonctions d'appartenance associées de $\mu_Z(Z_i)$ et $\mu_W(W_i)$ respectivement, en utilisant le principe d'extension, la méthode des centres d'ensembles du système flou \tilde{A} de type-2 est donné par :

$$GC_{\tilde{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} \frac{T_{i=1}^n \mu_Z(Z_i) \times T_{i=1}^n \mu_W(W_i)}{\frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}} \quad (\text{III.76})$$

Où T et \times indiquent les t-norme choisies (prod ou min), $GC_{\tilde{A}}$ est un système flou de type-1.

Pour un système flou d'intervalle de type-2 :

$$\begin{aligned} GC_{\tilde{A}} &= [y_l(x), y_r(x)] \\ &= \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \end{aligned} \quad (\text{III.77})$$

III.11.3.5 Défuzzification

Pour obtenir une sortie nette d'un système de logique floue de type-1, l'ensemble réduit doit être défuzzé. La méthode la plus courante consiste à trouver le centre de l'ensemble de type réduit. Si l'ensemble Y de type réduit est discrétisé en n points, alors l'expression suivante donne le centre de l'ensemble de type réduit:

$$Y(x) = \frac{\sum_{i=1}^M y^i \mu(y^i)}{\sum_{i=1}^M \mu(y^i)} \tag{III.78}$$

Nous pouvons calculer la sortie en utilisant les algorithmes itératifs de Karnik Mendel [113, 166, 175]. Par conséquent, la sortie défuzzifiée sera donnée par :

$$Y(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \tag{III.79}$$

Avec :

$$y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \text{ et } y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \tag{III.80}$$

Où f_l^i, f_r^i désignent le degré d'activation (soit \underline{f}_l^i ou \overline{f}_l^i) contribuant au point extrême de gauche y_l , et (soit \underline{f}_r^i ou \overline{f}_r^i) contribuant au point extrême de gauche y_r .

III.12 Application de la commande par logique floue type-2 à la MADA

La Structure de base d'un contrôleur flou type-2 pour le réglage de vitesse, représentée par la figure (III.38), sont deux variables d'entrée l'erreur et sa variation (similaire à contrôleur flou type-1), dont la structure est [176] :

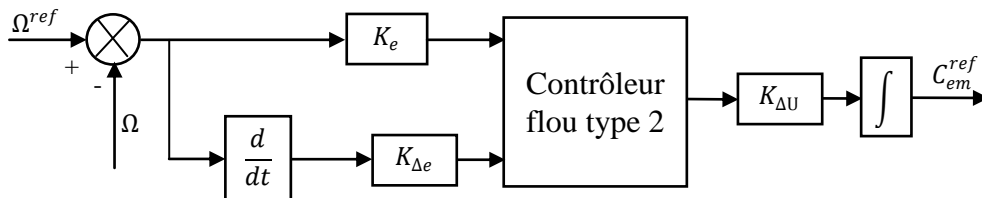


Figure (III.38) : Structure du régulateur PI-flou type-2.

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT-2. Dans ce qui suit, nous utilisons seulement une fuzzification par singleton [176].

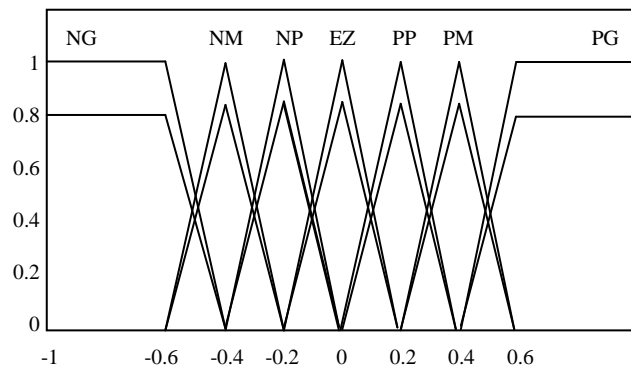


Figure (III.39) : Fonctions d'appartenance du flou type-2.

La table des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même que type-1. La surface donnée par [176] :

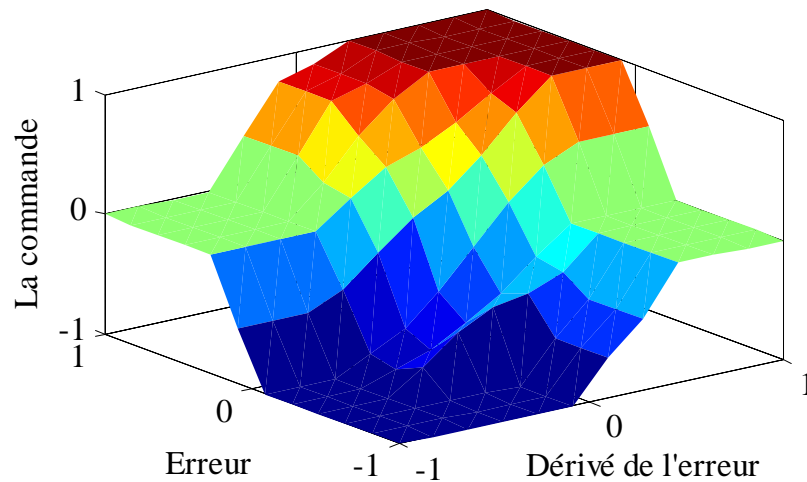


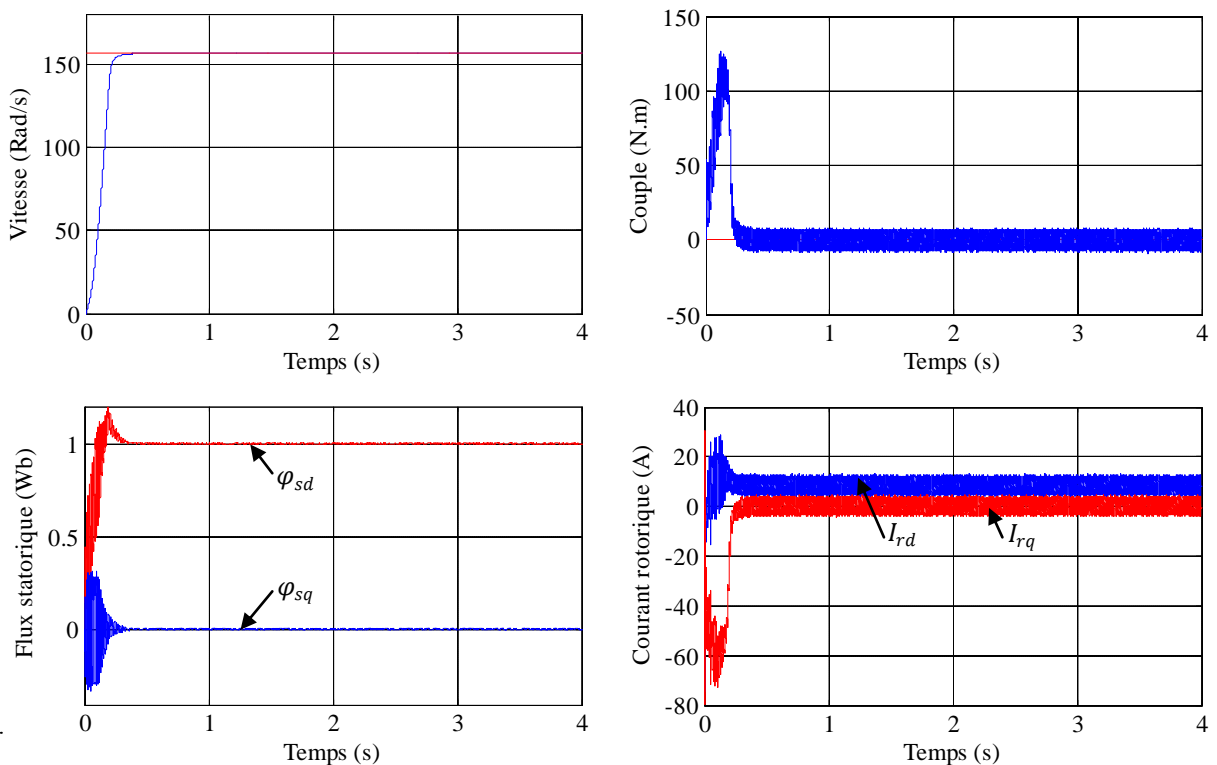
Figure (III.40) : Surface caractéristique d'un régulateur flou type-2.

III.12.1 Résultats de simulation

Les séries de simulations ci-dessous illustrent les différents tests de simulation de la commande par la logique floue type-2 de la MADA. Les tests sont similaires à celles réalisées à la section précédente.

III.12.1.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (III.41), on constate que la commande par la logique floue type-2 à une meilleure performance de la vitesse et du flux statorique par rapport la commande par logique floue type-1.



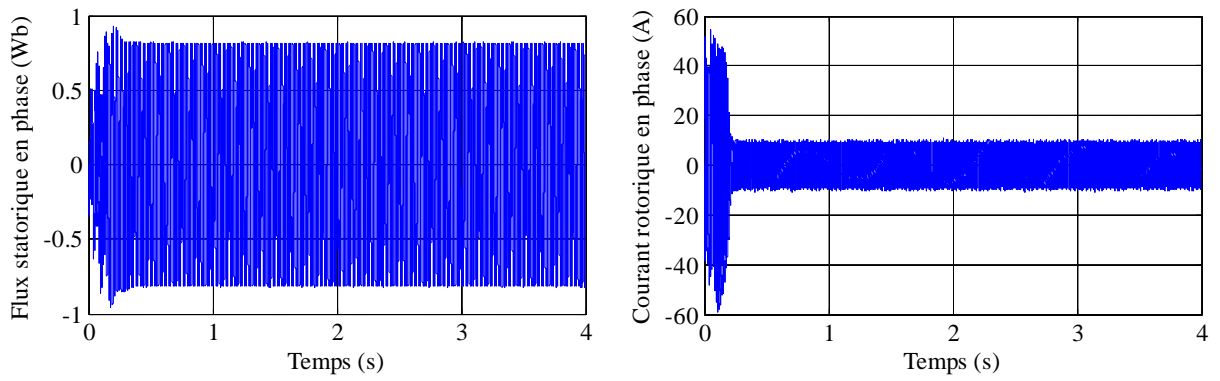


Figure (III.41) : Résultats de simulation de la commande floue type-2 de la MADA à vide.

III.12.1.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Nous constatons après ces résultats (figure III.42) que la variation de la charge influencée légèrement sur la vitesse et les courants de commande, le couple électromagnétique et la vitesse suivent sa consigne, ainsi le découplage entre le flux et le couple est toujours réalisé.

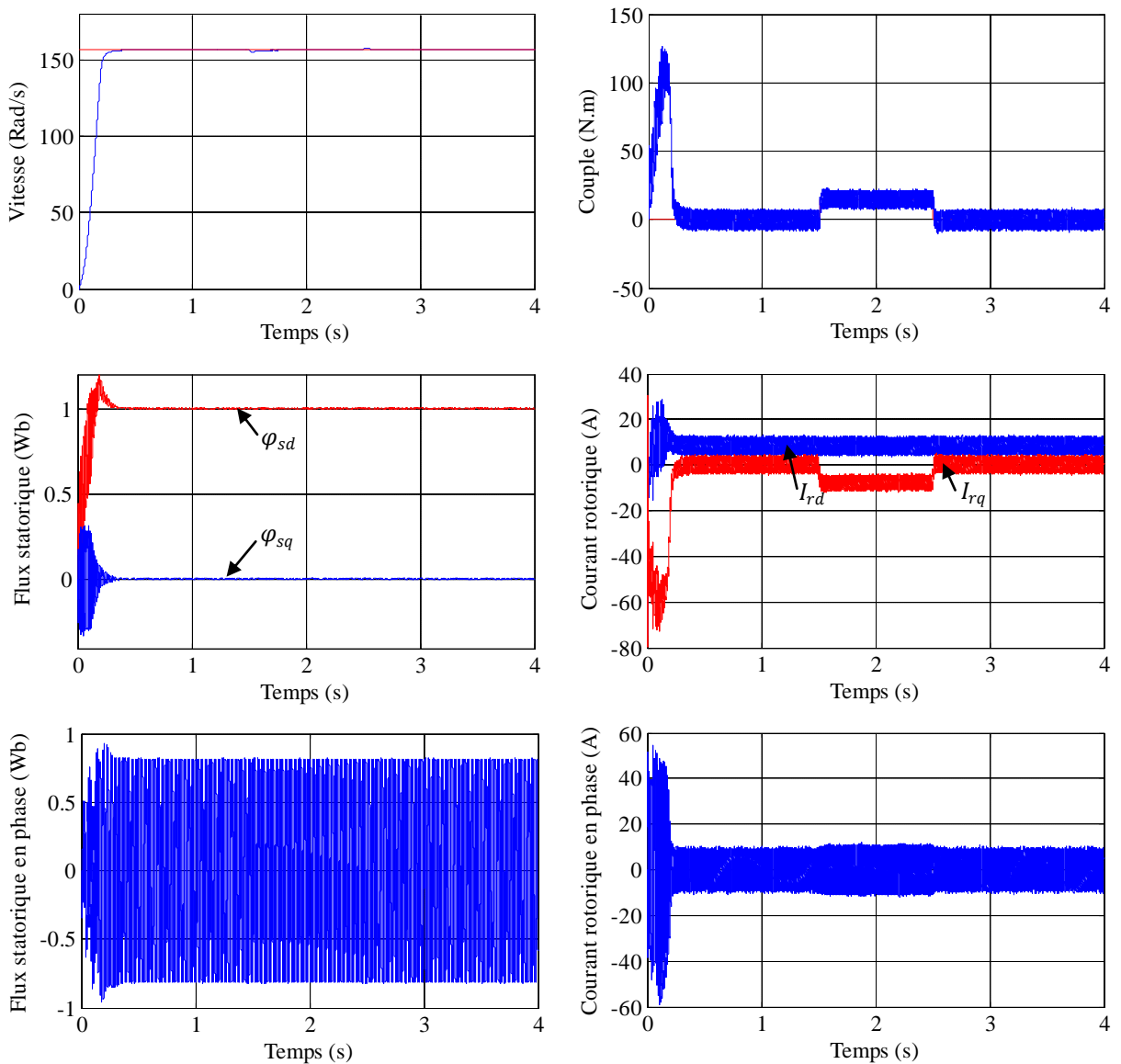


Figure (III.42) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.12.1.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Afin de tester la robustesse de cette commande vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 157 rad/s à (-157rad/s) puis à une faible vitesse de 50 rad/s. On constate d'après la figure (III.43) que le couple électromagnétique et le flux statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de cette commande face à de larges variations de la vitesse.

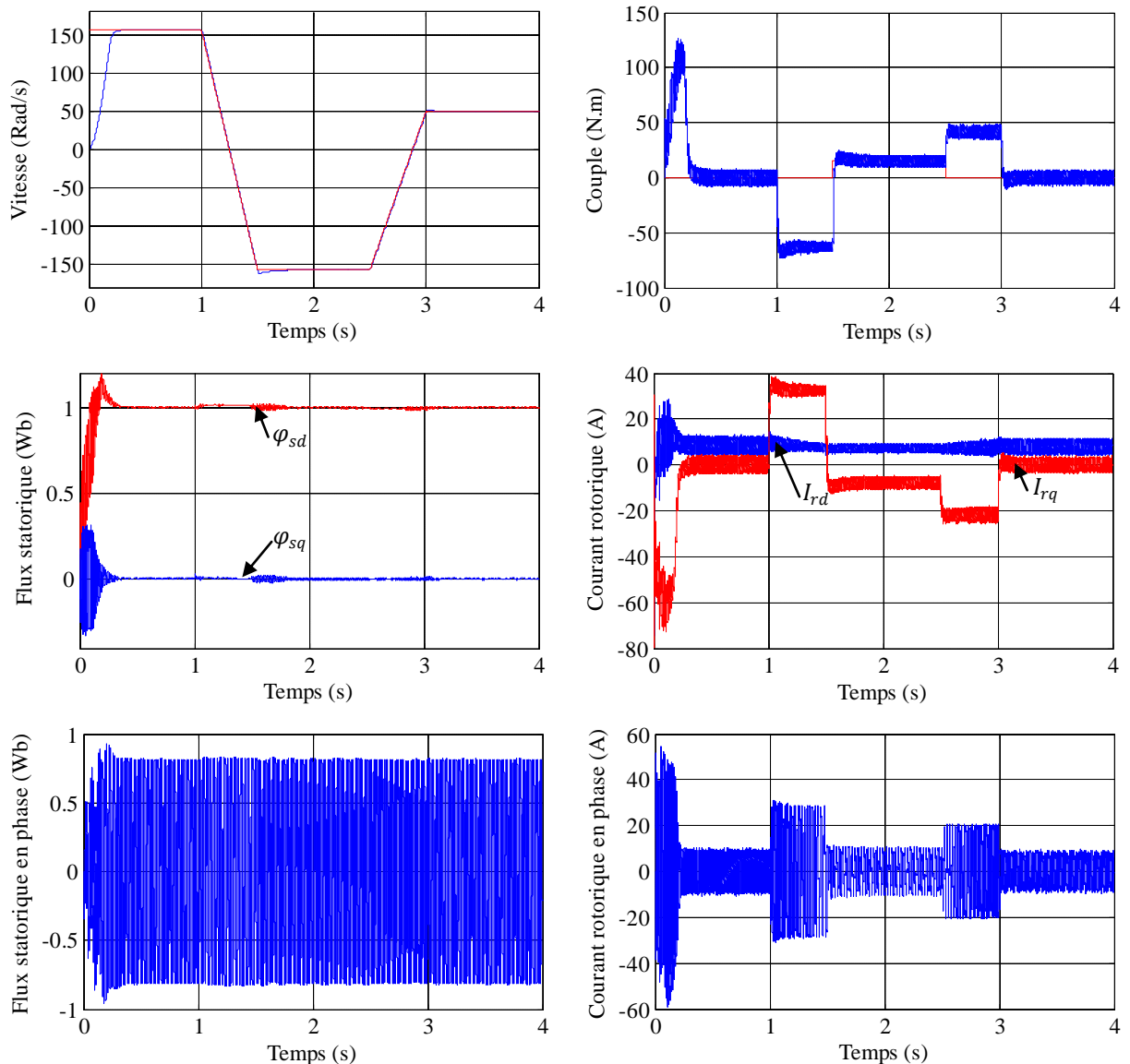


Figure (III.43) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.12.1.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale, la figure (III.44) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande par logique floue type-2 face à ces variations.

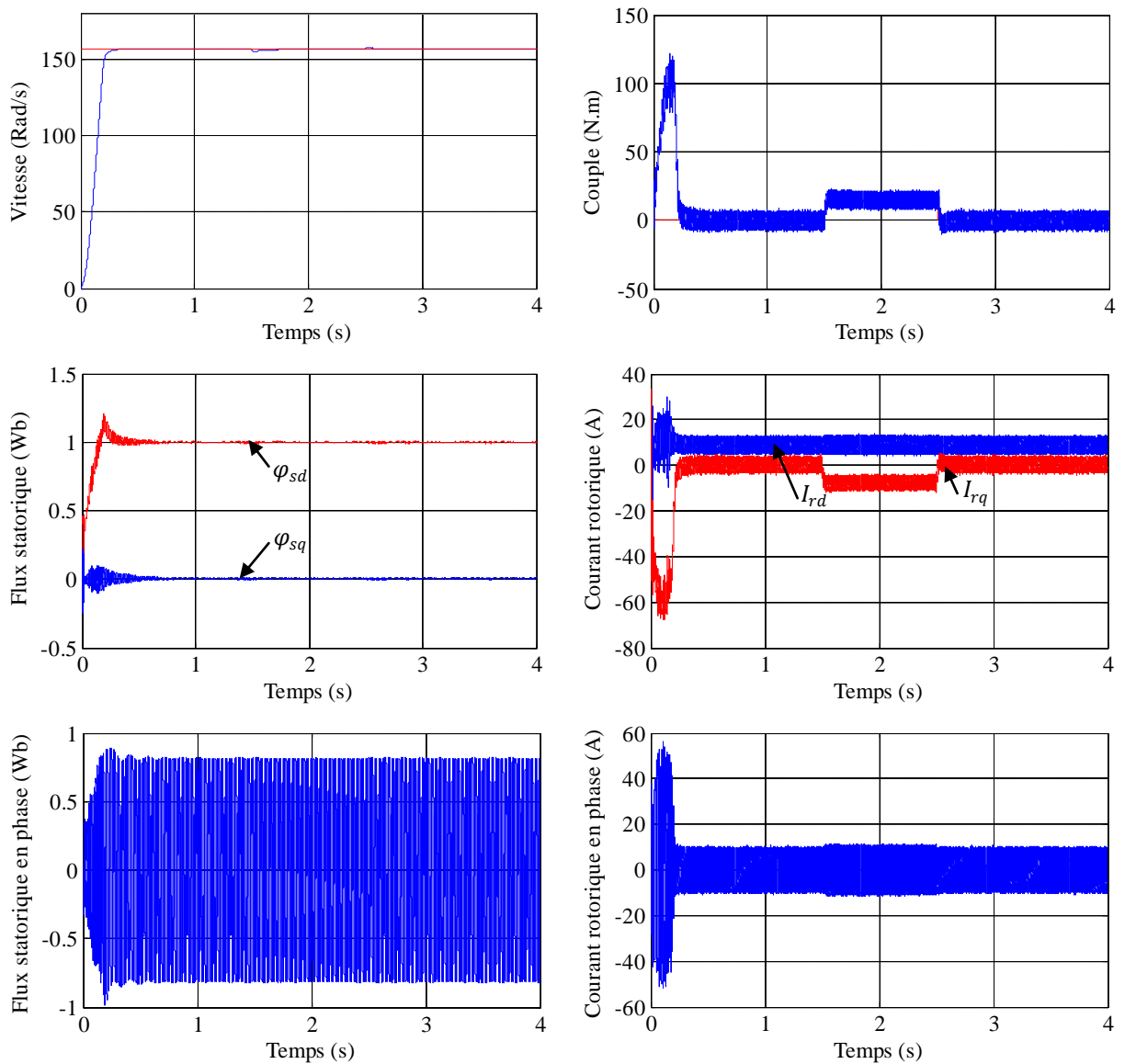
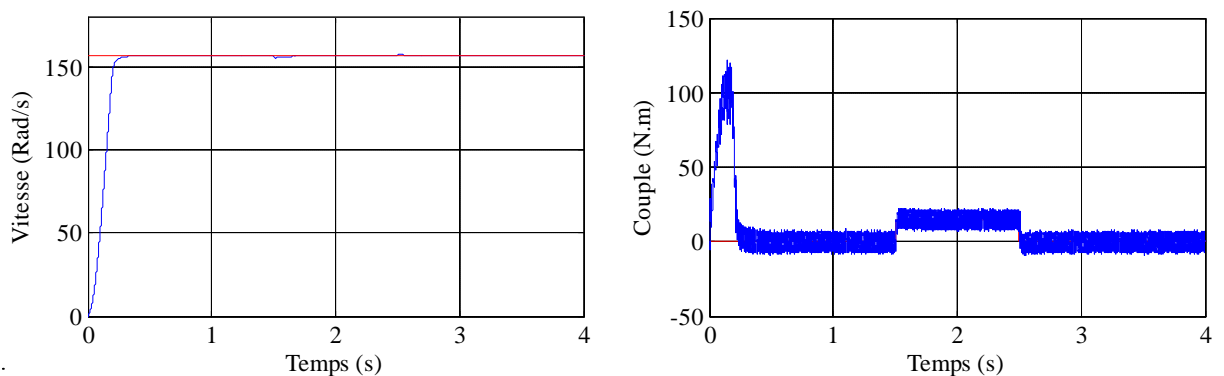


Figure (III.44) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.12.1.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique

Dans ce test de robustesse de la commande, concerne la variation de R_s de +100% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats montrent que la variation de R_s ne présente aucun effet sur les courbes de vitesse et de flux. Cela prouve que cette commande est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.



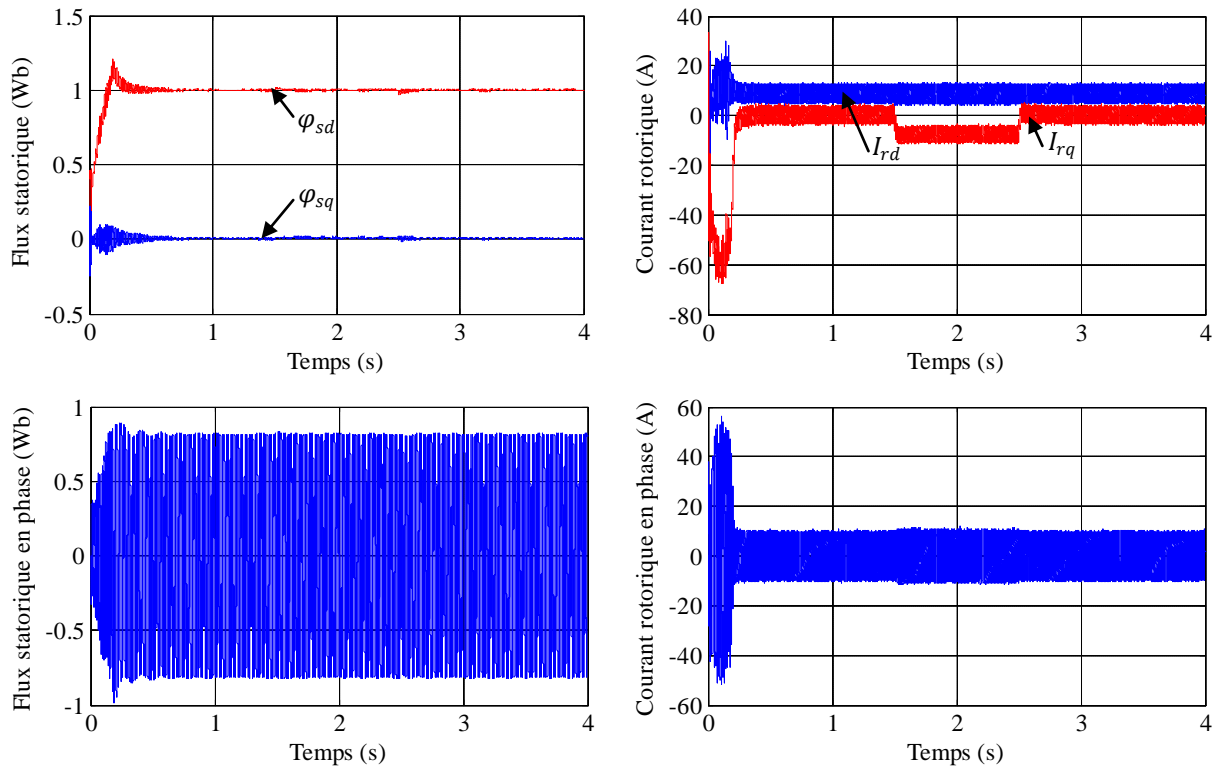
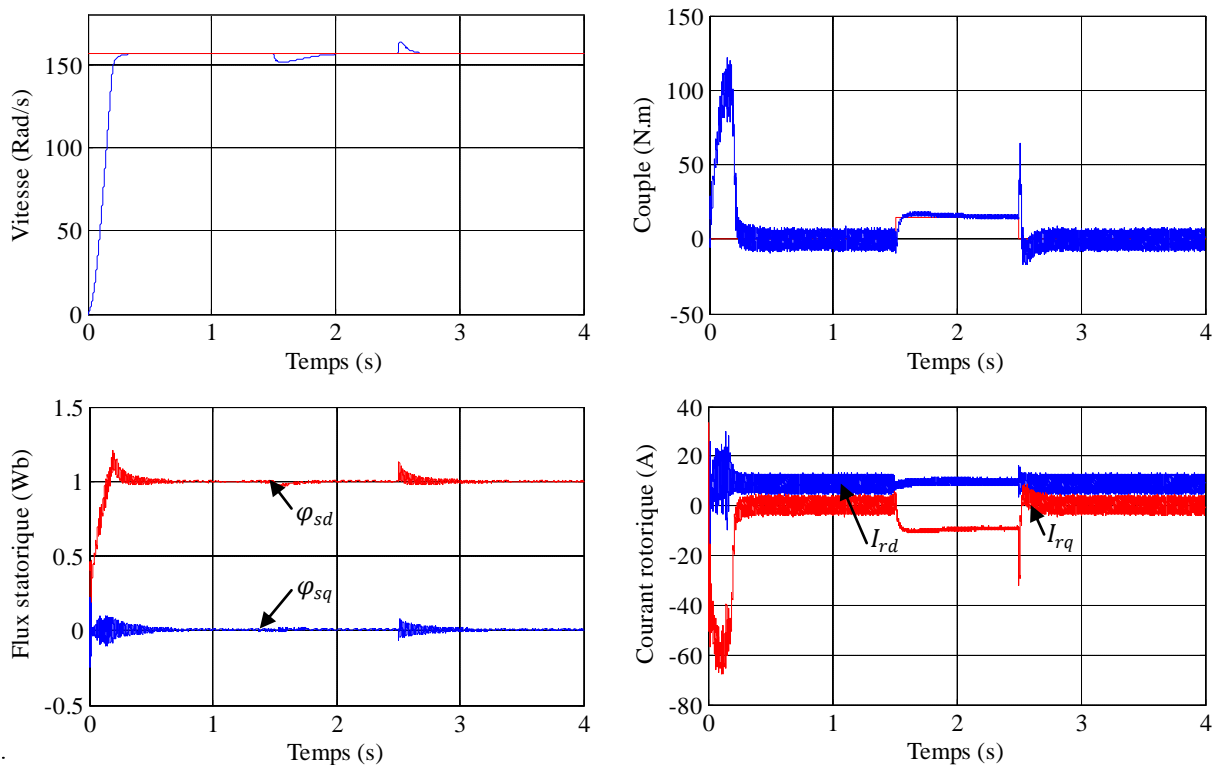


Figure (III.45) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

III.12.1.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

La figure (III.46) présente les résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique de +20% de sa valeur nominale. La variation de L_r sera appliquée sur l'intervalle $t \in [1.5 - 2.5]$. Les résultats montrent que la variation de l'inductance rotorique influencée légèrement sur la vitesse, le couple et les courants.



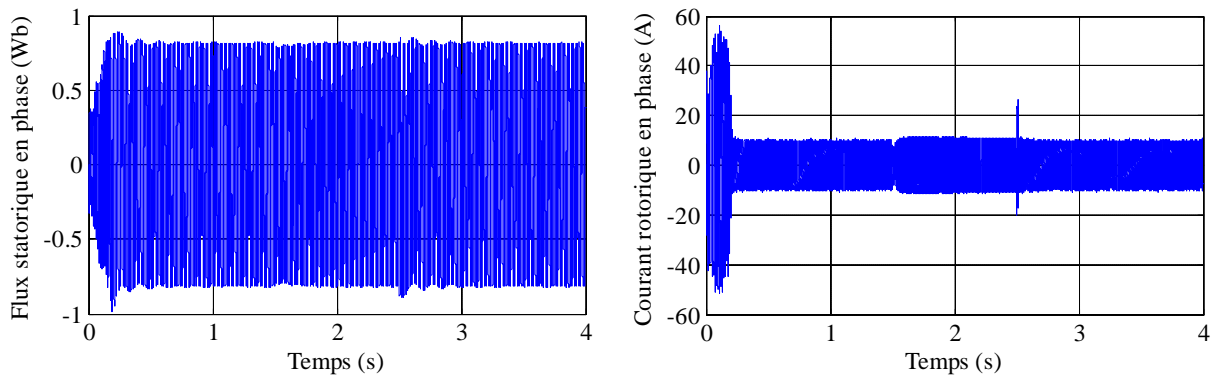


Figure (III.46) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

III.12.1.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Cet essai est similaire au cas précédent, dans ce cas nous avons fait une variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (III.47).

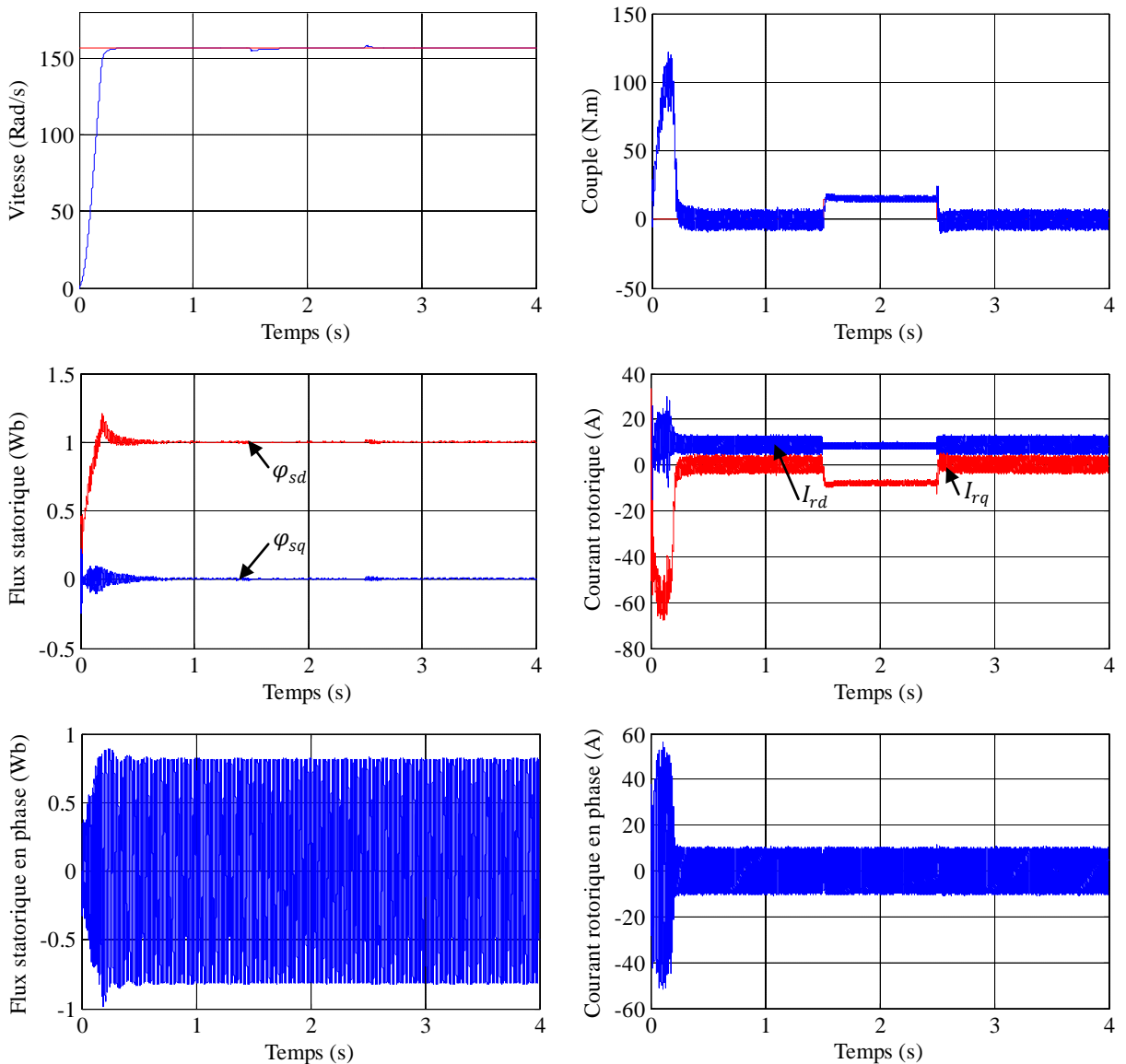


Figure (III.47) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

III.12.1.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie de +50% de sa valeur nominale sur la dynamique de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage par la logique floue du type-2. La figure (III.48) présente les réponses dynamiques, de la vitesse, du couple et des composantes du flux statorique. D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne aucun dépassement. Le découplage est toujours maintenu, concernant l'allure du couple et des courants, on note que la variation de l'inertie provoque des pics.

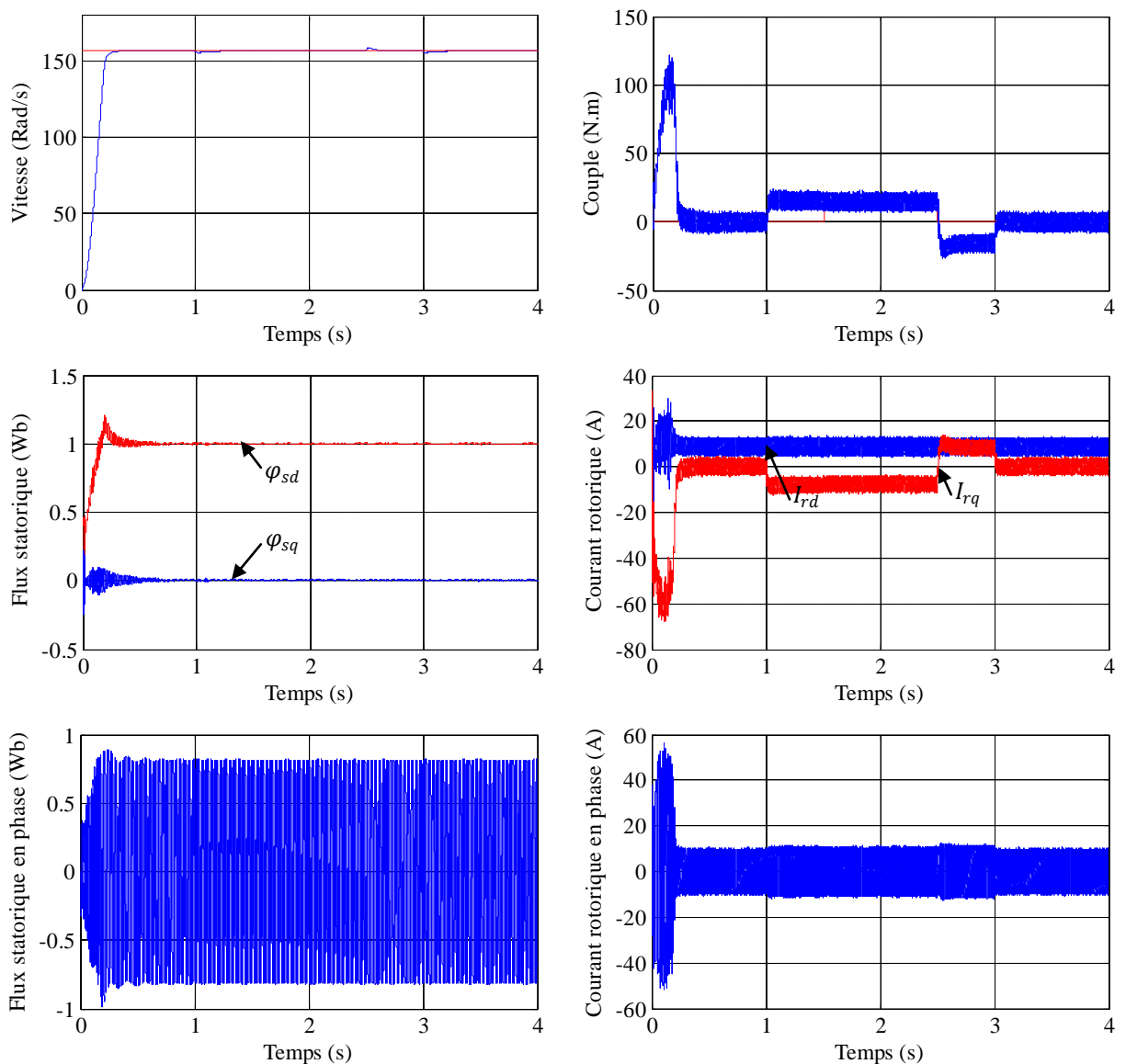


Figure (III.48) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

III.12.2 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent, pour le contrôleur flou du type-2 utilisé d'excellentes performances, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un très bon suivi de la vitesse de référence, une erreur statique nulle, et ceci dans tous les cas de profils étudiés. Ceci se traduit par une erreur de poursuite bien inférieure à celle obtenue à l'aide de la

structure PI et par la logique floue du type-1. On note également que l'orientation du flux statorique est parfaitement réalisée, de plus le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence, ceci montrant la parfaite adaptation du réglage floue du type-2. On remarque encore que l'approche floue donne également les meilleures performances au niveau de la vitesse de rotation (faible sensibilité aux perturbations). Pour ce qui est de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, l'examen de l'évolution des réponses de la vitesse de rotation, lors des variations paramétriques, montre la supériorité du contrôleur flou du type-2, et que malgré ces variations le comportement en poursuite et en régulation reste remarquable. La variation du moment d'inertie n'influe que très peu sur l'orientation du flux, mais affecte tout de même la vitesse et la variation de l'inductance rotorique influe sur la vitesse, mais également sur l'orientation du flux qui est altérée pendant les phases transitoires et lors des perturbations. Donc, le contrôle par la logique floue du type-2, malgré sa très bonne robustesse ne permet pas de conserver le découplage, pendant les phases transitoires et pendant les perturbations de charge lorsque l'inductance rotorique change.

III.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté. Puis, nous avons appliqué cette commande sur la machine asynchrone doublement alimentée. L'approche permettant le découplage de ses courants dans un repère tournant (d, q) . Ce principe est basé sur un découplage entrées-sorties par retour d'état conduisant à des fonctions de transfert, des courants par rapport à leurs références. Le découplage proposé est suivi d'une commande par retour d'état de ces courants et orientation du flux statorique, munie d'un régulateur PI classique. Des résultats de simulation ont été présentés.

Pour améliorer les performances obtenues par le régulateur PI classique, un autre technique de commande sera présentée à savoir la logique floue. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. La structure d'une commande basée sur cette technique nous avons explicité les notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification. Ensuite, nous avons réalisé la synthèse et l'évaluation d'un contrôleur du type PI flou à sept sous-ensembles du type "Mamdani" et l'application au réglage de la vitesse de la MADA à flux statorique orienté. Les résultats de simulation ont montré un comportement satisfaisant de l'approche floue en régulation et en poursuite, représentent une supériorité par rapport au contrôleur conventionnel du type PI a été mise en évidence par l'amélioration de la dynamique, un meilleur résultat contre la variation paramétrique.

Cependant, lors de simulations avec variation des inductances rotorique et le moment d'inertie, on remarque que les performances de ce contrôle ne sont pas bien. Pour améliorer

les résultats nous remplaçons la logique floue type-1 par la logique floue type-2. Nous avons présentons le fondement théorique et les notions de base de cette technique. Cette technique est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenances exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système considéré. Par la suite on applique la commande par logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse de la MADA. Les résultats obtenus des différents tests ont montré que cette technique présente de bonnes performances en présence des variations de charge, des variations paramétriques et inversion du sens de rotation, la vitesse suit sa référence. Le flux statorique suit sa valeur de référence suivant l'axe d avec une composante nulle suivant l'axe q , c'est-à-dire le principe de l'orientation du flux est réalisable.

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

Chapitre IV :

***Commande par mode de glissant,
glissant-floue type 1 et glissant-floue
type 2 de la MADA***

IV.1 Introduction

Les techniques de commande classiques (régulateurs du type PI ou PID) nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Ces approches conduites à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Les erreurs de modélisation ou les paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles interviennent directement au calcul de la commande.

Le réglage par les modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissant reste l'un des domaines de la commande les plus étudiés dans les travaux de recherche car la robustesse et la simplicité qui la caractérisent [29, 177-179], sont les motifs essentiels qui nous amènent souvent à chercher de plus sur cette technique.

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. Ensuite, nous appliquons cette technique sur la machine asynchrone à double alimentation qui consiste deux fonctions, le premier c'est la fonction équivalente et le deuxième c'est la fonction de commutation à une entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et la valeur de référence. Finalement, nous remplaçons la fonction de la commutation par un réglage floue de type-1 puis de type-2. Afin de tester son efficacité et sa robustesse de cette commande sur la MADA, en tenant compte aux variations paramétriques de son modèle dynamique. Les simulations seront présentées sous Matlab/Simulink.

IV.2 Généralités sur les systèmes de réglage a structure variable

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations paramétriques. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissements associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [103, 180]. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur application dans la littérature soviétique (Emelyanove 1967, Utkin 1974), et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème (Gao et Hung 1993).

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et d'autres (1998), Hung et d'autres (1993), l'action de commande force la trajectoire de systèmes à intercepter l'espace d'état intitulé surface du glissement. Les trajectoires du système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une grande vitesse de commutation. L'avantage saillant de la commande à

structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène "chattering" associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur parce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Plusieurs méthodes pour réduire ce phénomène ont été proposées [181].

IV.2.1 Principe

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

IV.2.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV)

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable [7, 149, 182]. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différent comme illustré dans la figure ci-dessous.

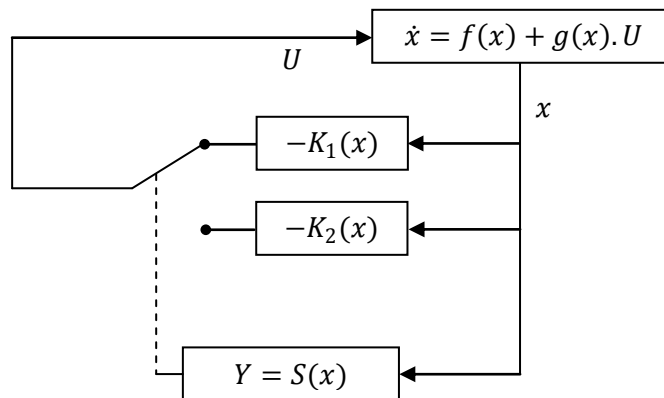


Figure (IV.1) : Configuration par changement de retour d'état.

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

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

U : Tension de commande.

$S(x)$: Surface de glissement.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $S(x) = 0$.

Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande U ne prenne que deux valeurs constantes U_{max} et U_{min} , voire la figure (IV.2).

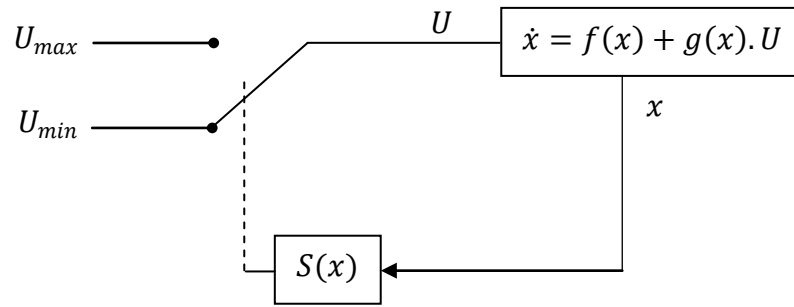


Figure (IV.2) : Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

IV.3 Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable est une commande de nature non linéaire et du 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 [29, 183].

Lorsque le point représentatif du mouvement du système est maintenu sur la surface de glissement (Figure (IV.3)), 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.

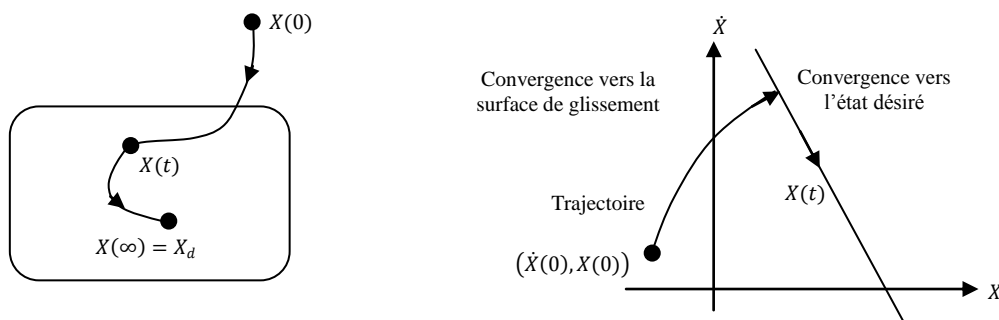


Figure (IV.3) : Convergence du système glissant.

IV.3.1 Objectif de la commande par mode glissant

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

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

IV.3.2 Condition d'existence du mode glissant

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est illustré dans la figure (IV.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2 [184, 185].

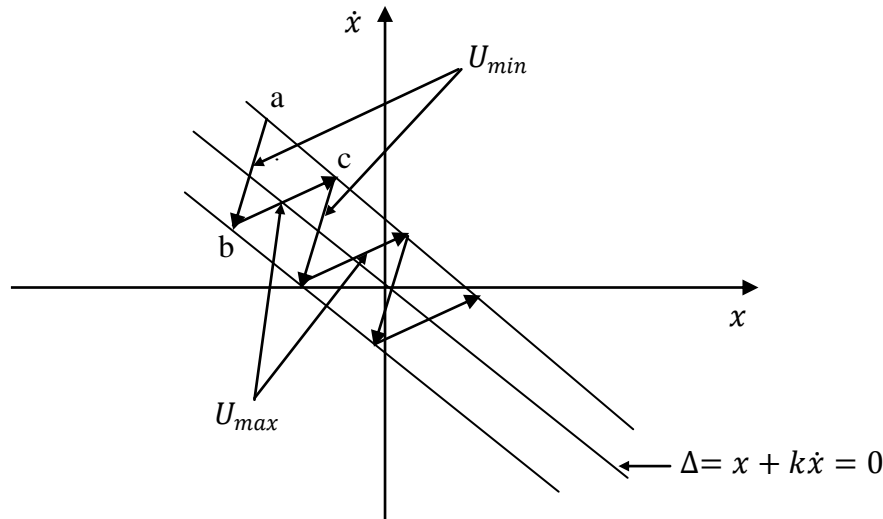


Figure (IV.4) : Démonstration du mode de glissement.

On considère d'abord une hystérésis sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait interrompu), les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta S$. Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point "a" le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point "b" le seuil de basculement supérieur ou lieu de commutation sur $U = U_{min}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérésis. Par conséquent la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x) = 0$ et le vecteur x suit une trajectoire qui respecte cette condition.

IV.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes : le choix de la surface, l'établissement des conditions d'existence de la convergence et la détermination de la loi de commande [118, 121, 186-190].

IV.4.1 Choix des Surfaces de Glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension m . Deux possibilités se présentent, l'espace de phase ou l'espace d'état. Dans le dernier cas, on trouve la méthode de la loi de commutation par contre réaction d'état, utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. L'inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

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

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

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

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

r : Degré relatif, le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour apparaître la commande.

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

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

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

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

En d'autre termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x) = 0$. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r .

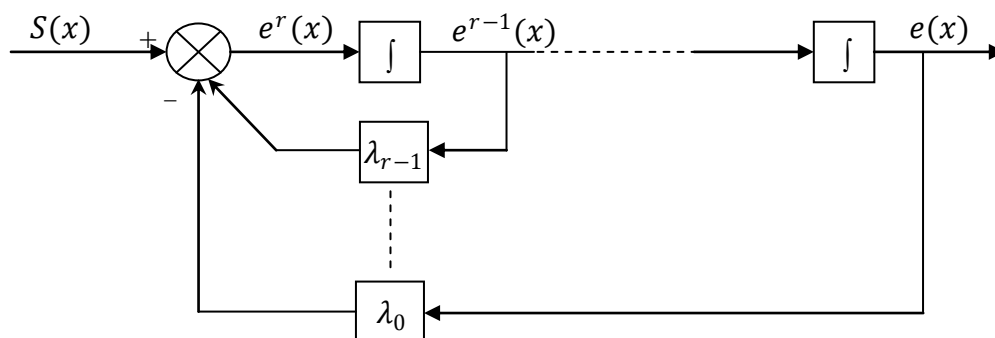


Figure (IV.5) : Linéarisation exacte de l'écart.

IV.4.2 Conditions de convergence

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

IV.4.2.1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [191, 192] :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{IV.5})$$

IV.4.2.2 Fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, elle a la forme suivante [4, 28, 121, 193].

En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{IV.6})$$

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 :

$$\dot{V}(x) = S(x).\dot{S}(x) \quad (\text{IV.7})$$

La loi de la commande doit faire décroître cette fonction, $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, et concevoir une commande "u" telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure (IV.6)). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

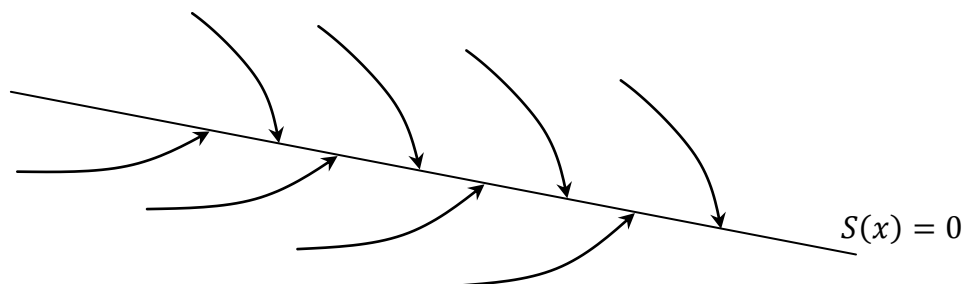


Figure (IV.6) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

IV.4.3 Détermination de la loi de commande

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

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure (IV.7)). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

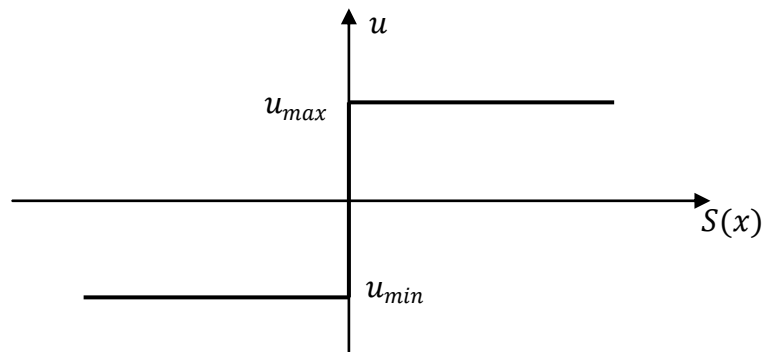


Figure (IV.7) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

IV.4.3.1 Définition des grandeurs de commande

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

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

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (IV.9)$$

$u_{eq}(t)$: Correspond à la commande équivalente proposée par Utkin et Filipov [192, 194]. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

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

u_n : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc

pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(x) = u_n$.

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

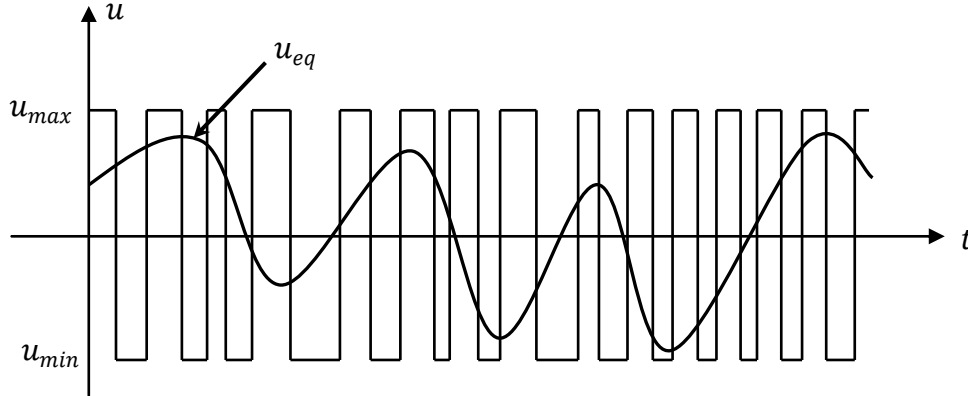


Figure (IV.8) : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

IV.4.3.2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.10) [118].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \tag{IV.10}$$

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

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \tag{IV.11}$$

Nous avons :

$$S(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \tag{IV.12}$$

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

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad u_n = 0 \tag{IV.13}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (équation IV.13) dans l'équation (IV.10). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \tag{IV.14}$$

Le problème revient à trouver u_n tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} < 0 \tag{IV.15}$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais (Figure (IV.9)). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.16})$$

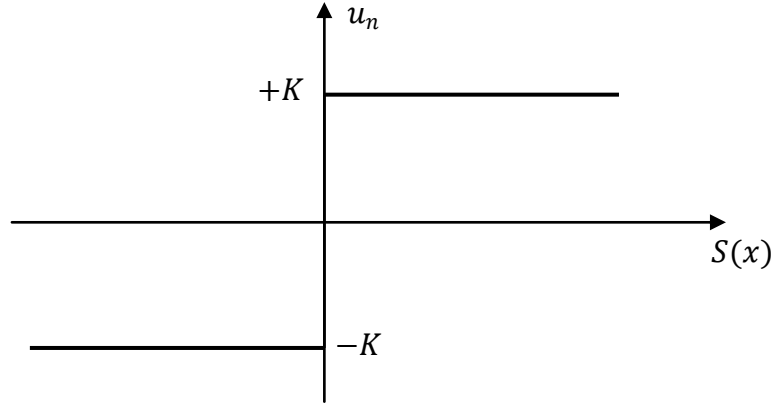


Figure (IV.9) : Représentation de la fonction « SIGN ».

En remplaçant l'expression (IV.16) dans (IV.15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{IV.17})$$

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

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (IV.17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [184].

IV.4.3.3 Elimination du phénomène de chattering

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

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences ou par la fonction smooth. Ci-dessous un exemple pour les deux fonctions [7, 149, 178, 183] :

– Fonction SAT :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 1 & \text{si } S > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Où : ε est un paramètre petit et positif.

– Fonction SMOOTH :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Figure (IV.10)) ; soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \varepsilon} \quad (\text{IV.19})$$

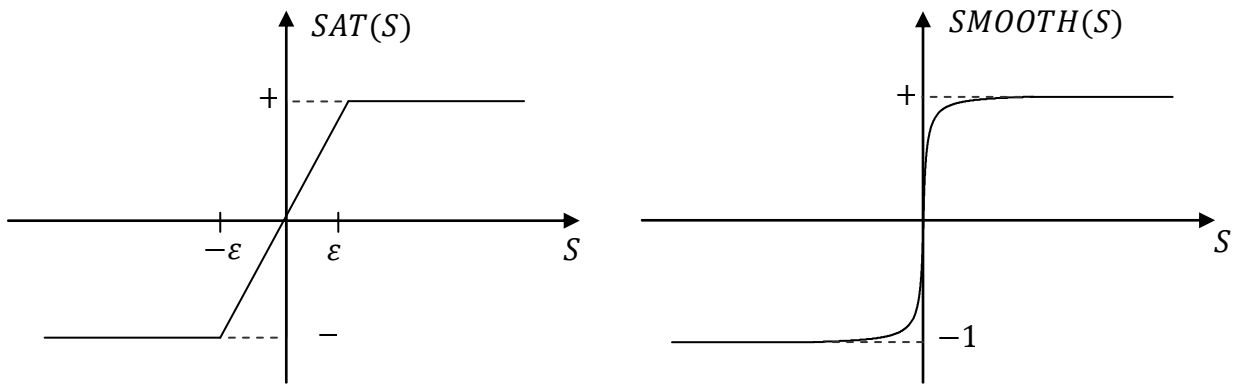


Figure (IV.10) : Fonction « SAT » et Fonction « SMOOTH ».

IV.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" [7, 29, 149, 183].

IV.5.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (IV.11) :

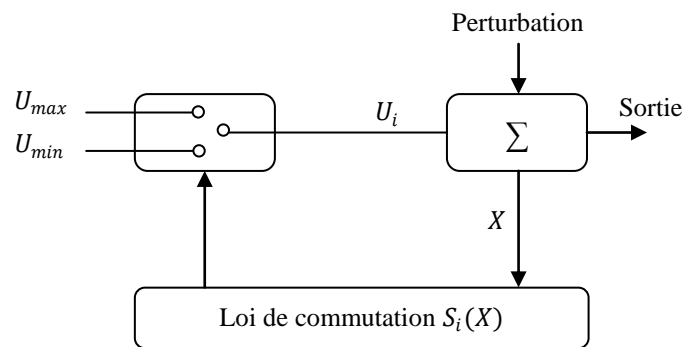


Figure (IV.11) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

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 [7, 29, 149, 183].

IV.5.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Cette structure, figure (IV.12), 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 [7, 29, 149, 183].

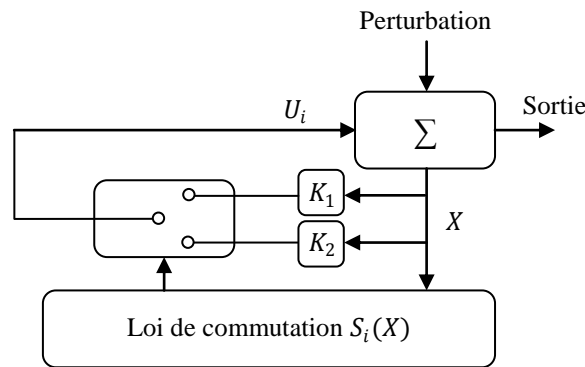


Figure (IV.12) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

IV.5.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (IV.13), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner 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 [7, 29, 149, 183].

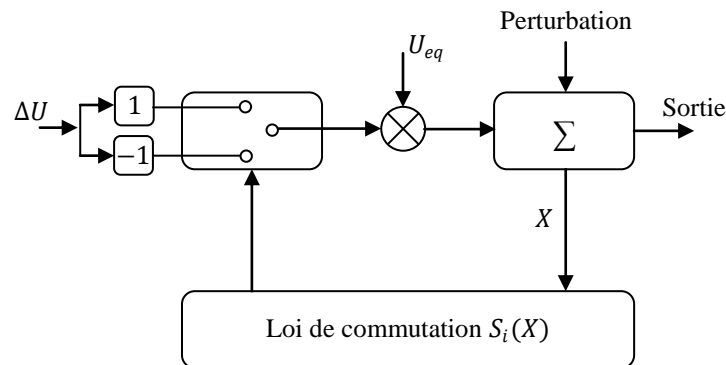


Figure (IV.13) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

IV.6 Application de la commande par mode de glissement à la MADA

IV.6.1 Description

Dans cette étude, l'objectif est d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone à double alimentation et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre II. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de quatre surfaces. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux statorique. La boucle interne permet de contrôler les courants « I_{rd} et I_{rq} » et la boucle externe permet de contrôler le flux « φ_{sd} » et la vitesse « Ω ».

La figure (IV.14) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliqué à la MADA. L'application de cette stratégie de commande commence par

la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d , le courant en quadrature pour l'axe q , le flux φ_{sd} et la vitesse. La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

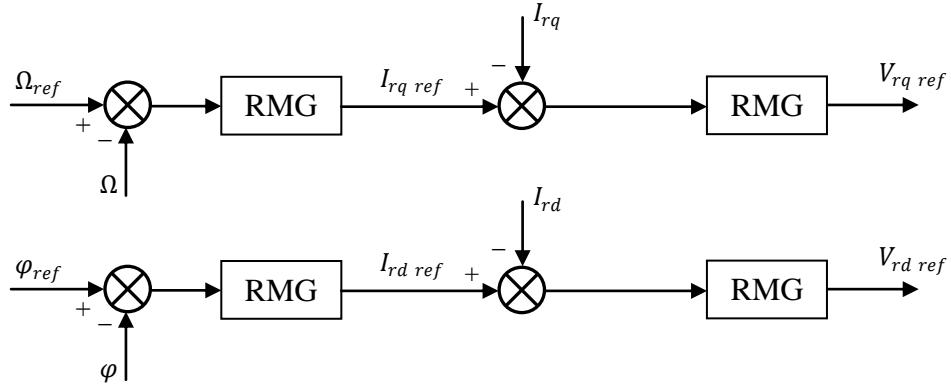


Figure (IV.14) : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement.

IV.6.2 Sélection des surfaces de commutation

L'intérêt de la commande par mode de glissement est dû à sa robustesse et elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamique avec un minimum de complexité de la loi de commande [7, 28, 29, 149, 183]. A partir des équations (III.4), (III.7), (III.8), (III.11), (III.22) et (III.32) citée dans le chapitre III, on tire le système d'équations d'états de la MADA suivante :

$$I_{rd} = \frac{\varphi_{sd}^*}{M} \quad (IV.20)$$

$$\dot{I}_{rd} = -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \quad (IV.21)$$

$$\dot{I}_{rq} = -(\omega_s - \omega) I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \quad (IV.22)$$

$$\dot{\varphi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (IV.23)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \quad (IV.24)$$

IV.6.2.1 Surface de régulation de la vitesse

L'erreur de vitesse est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.25)$$

Pour contrôler la vitesse on prend $r = 1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue comme suit :

$$S(\Omega) = e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.26)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV.27)$$

On remplace l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (IV.24) dans l'équation (IV.27), on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(\frac{p.M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \quad (IV.28)$$

On prend :

$$I_{rq} = I_{rq}^{eq} + I_{rq}^n \quad (IV.29)$$

La commande apparaît clairement dans l'équation suivante :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(\frac{p.M}{L_s} \varphi_{sd} (I_{rq}^{eq} + I_{rq}^n) + f\Omega + C_r \right) \quad (IV.30)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a : $S(\Omega) = 0$, $\dot{S}(\Omega) = 0$ et $I_{rq}^n = 0$.

L'équation de la commande équivalente devient :

$$I_{rq}^{eq} = - \frac{J L_s}{pM \varphi_{sd}} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) \quad (IV.31)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega)\dot{S}(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \frac{pM \varphi_{sd}}{J L_s} I_{rq}^n \quad (IV.32)$$

On pose :

$$I_{rq}^n = K_{I_{rq}} \cdot \text{sat}(S(\Omega)) \quad (IV.33)$$

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

IV.6.2.2 Surface de régulation du flux statorique

Les surfaces de régulation de flux statorique, donnée par les équations suivants :

$$S(\varphi_{sd}) = \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \quad (IV.34)$$

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \dot{\varphi}_{sd} \quad (IV.35)$$

On remplace l'expression de $\dot{\varphi}_{sd}$ de l'équation (IV.23) dans l'équation (IV.35) :

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (IV.36)$$

Le courant de commande I_{rd}^{ref} défini par :

$$I_{rd}^{ref} = I_{rd}^{eq} + I_{rd}^n \quad (IV.37)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a : $S(\varphi_{sd}) = 0$, $\dot{S}(\varphi_{sd}) = 0$ et $I_{rd}^n = 0$. Alors la commande équivalente est donnée par :

$$I_{rd}^{eq} = \frac{T_s}{M} \left(\dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (IV.38)$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\varphi_{sd}) = - \frac{M}{T_s} I_{rd}^n \quad (IV.39)$$

Donc, pour que la condition $S(\varphi_{sd}) \cdot \dot{S}(\varphi_{sd}) < 0$ doive être vérifiée on prend :

$$I_{rd}^n = K_{I_{rd}} \cdot \text{sat}(S(\varphi_{sd})) \quad (\text{IV.40})$$

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

IV.6.2.3 Surface de régulation du courant rotorique directe avec limitation

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

$$I_{rd}^{lim} = I_{rd}^{max} \cdot \text{sat}(I_{rd}) \quad (\text{IV.41})$$

L'erreur du courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (\text{IV.42})$$

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

L'expression de la surface de contrôle est donnée par :

$$S(I_{rd}) = e = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \quad (\text{IV.43})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{lim} - \dot{I}_{rd} \quad (\text{IV.44})$$

On remplace l'expression de \dot{I}_{rd} de l'équation (IV.21) dans l'équation (IV.44), on trouve :

$$\dot{S}(I_{rd}) = \dot{I}_{rd}^{lim} - \left(-\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \quad (\text{IV.45})$$

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

$$V_{rd}^{ref} = V_{rd}^{eq} + V_{rd}^n \quad (\text{IV.46})$$

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

Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{lim} + \delta I_{rd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} - \alpha \varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.47})$$

On remplace l'expression du flux φ_{sd} (équation IV.20), l'expression (IV.47) devient :

$$V_{rd}^{eq} = \left(\dot{I}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma T_r} I_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{rd} - (\omega_s - \omega) I_{rq} \right) \sigma L_r \quad (\text{IV.48})$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente (équation IV.48) dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(I_{rd}) = -\frac{1}{\sigma L_r} V_{rd}^n \quad (\text{IV.49})$$

Pour la condition $S(I_{rd})\dot{S}(I_{rd}) < 0$ doit être vérifiée on prend :

$$V_{rd}^n = K_{V_{rd}} \cdot \text{sat}(S(I_{rd})) \quad (\text{IV.50})$$

Avec :

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

IV.6.2.4 Surface de régulation du courant rotorique quadrature avec limitation

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

$$I_{rq}^{lim} = I_{rq}^{max} \cdot sat(I_{rq}) \quad (IV.51)$$

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

$$S(I_{rq}) = I_{rq}^{lim} - I_{rq} \quad (IV.52)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{lim} - \dot{I}_{rq} \quad (IV.53)$$

On remplace l'expression du courant \dot{I}_{rq} de l'équation (IV.22) dans l'équation (IV.53) :

$$\dot{S}(I_{rq}) = \dot{I}_{rq}^{lim} - \left(-(\omega_s - \omega)I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (IV.54)$$

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

$$V_{rq}^{ref} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^n \quad (IV.55)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a: $S(I_{rq}) = 0, \dot{S}(I_{rq}) = 0$ et $V_{rq}^n = 0$. Donc, la commande équivalente est donnée par :

$$V_{rq}^{eq} = \left(\dot{I}_{rq}^{lim} + (\omega_s - \omega)I_{rd} + \delta I_{rq} - \beta \omega \varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \right) \sigma L_r \quad (IV.56)$$

En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(I_{rq}) = -\frac{1}{\sigma L_r} V_{rq}^n \quad (IV.57)$$

Pour la condition $S(I_{rq})\dot{S}(I_{rq}) < 0$ doit être vérifiée on prend :

$$V_{rq}^n = K_{V_{rq}} \cdot sat(S(I_{rq})) \quad (IV.58)$$

Avec :

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

IV.7 résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone à double alimentation « MADA » par la commande par mode de glissant. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande, sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

Le schéma de principe de la commande par mode de glissant de la machine asynchrone à double alimentation est donné par la figure (IV.15), la commande par mode de glissant consiste deux fonctions, le premier c'est la fonction équivalente et le deuxième c'est la fonction de commutation à une entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et sa référence.

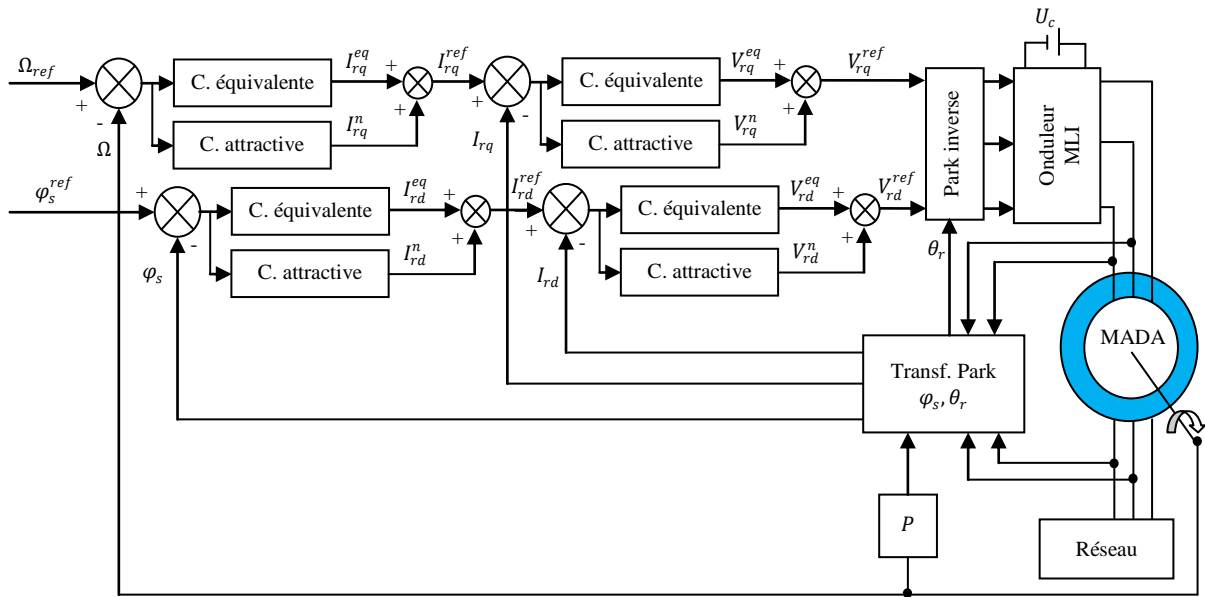
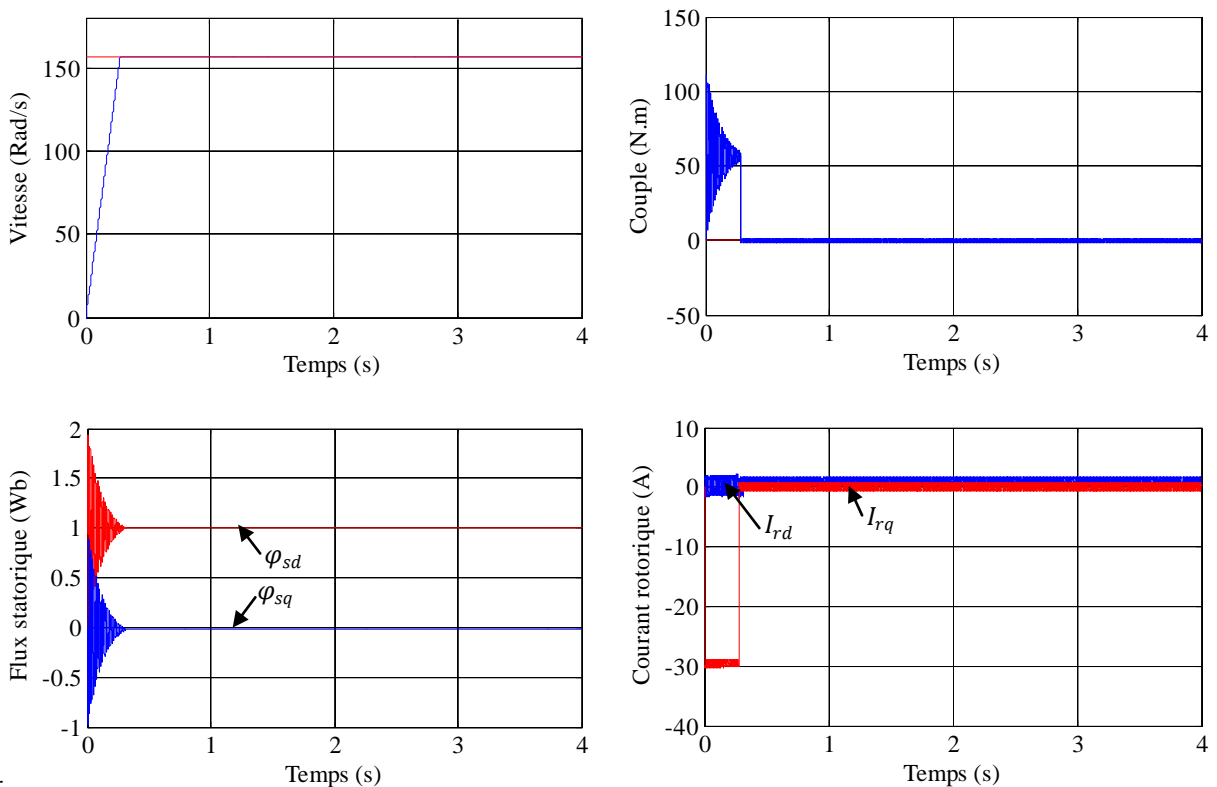


Figure (IV.15) : Principe de la commande par mode glissant du MADA.

IV.7.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation de la machine commandée par mode de glissant sous une charge nominale (à vide). La vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s) dans un temps de réponse petite, environs (0.3s). On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs. Les courants d'alimentations présentent des grandeurs sinusoïdales.



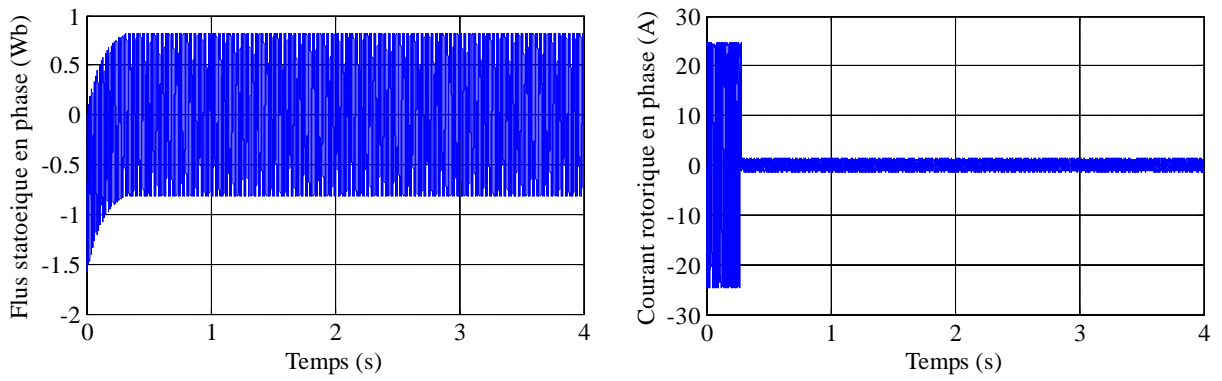


Figure (IV.16) : Commande par mode de glissant de la machine dans le régime nominal.

IV.7.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

La figure (IV.17) illustre le comportement de la MADA en charge ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Le couple électromagnétique suivi leur référence, avec influence négligeable sur la vitesse et le flux reste toujours constant quelle que soit la variation.

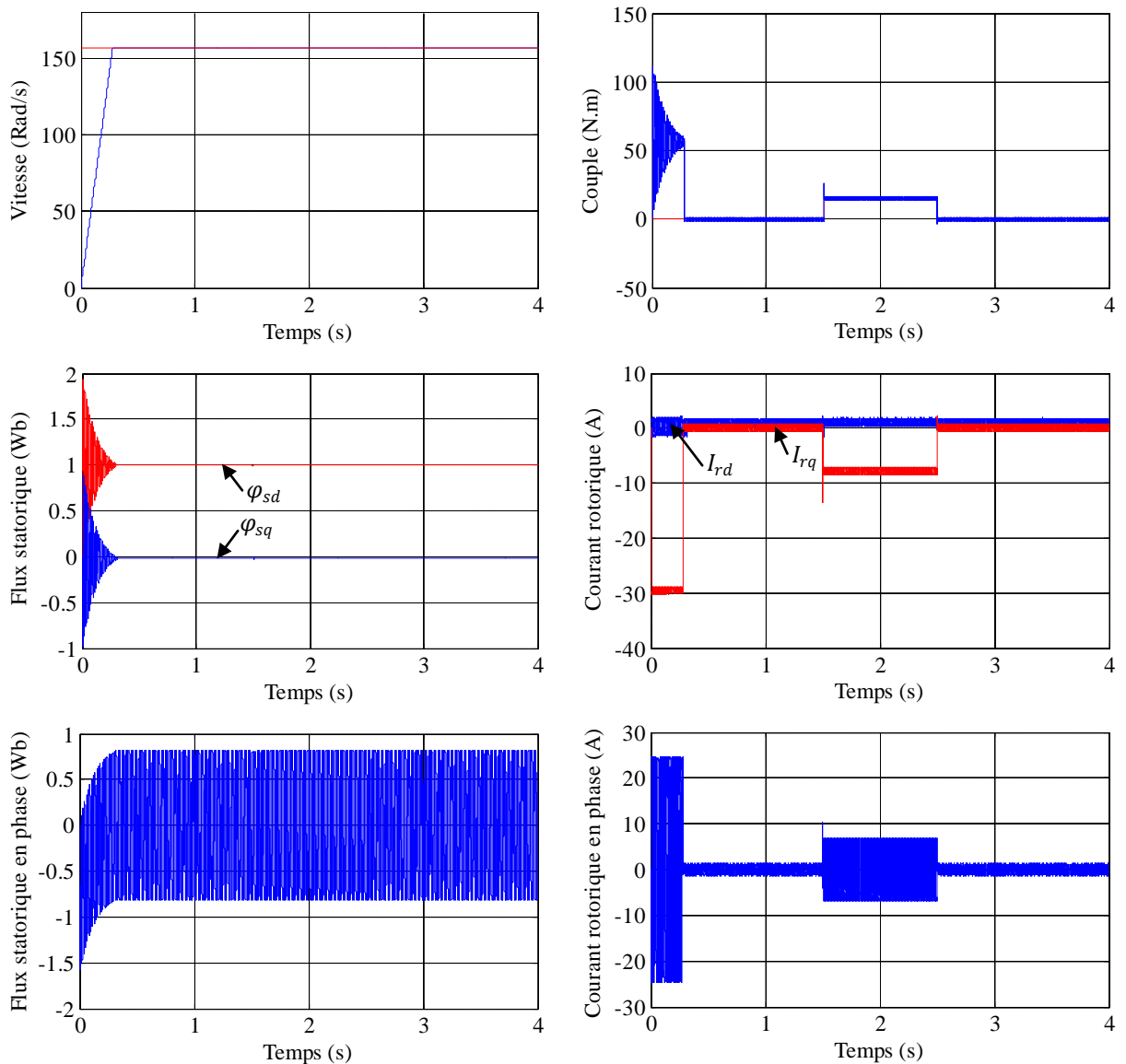


Figure (IV.17) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

IV.7.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ($C_r = 0N.m$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. La machine est chargée par une valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. A l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine et à l'instant $t = 2.5s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s.

Les résultats de simulations correspondantes sont regroupés dans la figure (IV.18). On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant une erreur complètement nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le flux statorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant un découplage parfait avec le couple. Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse au moment de la variation. Les courants présentent des grandeurs sinusoïdales au démarrage, après la variation de la vitesse $\Omega = 50rad/s$ on remarque que l'amplitude diminue.

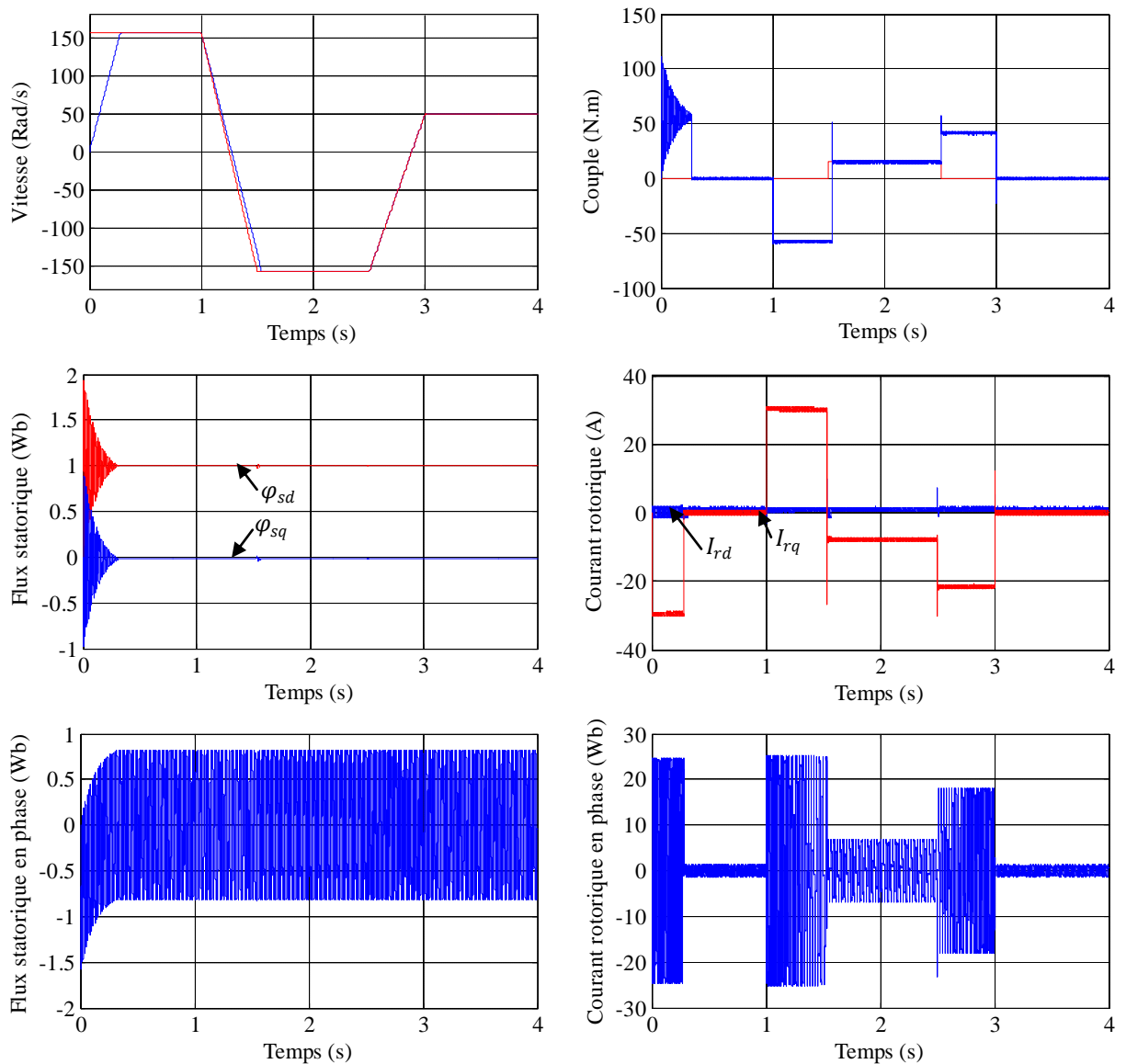


Figure (IV.18) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

IV.7.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus, figure (IV.19), présente lors de la variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. On remarque que la vitesse, le couple et le flux ne change pas. Le courant présente une variation de son module, le découplage est toujours maintenu.

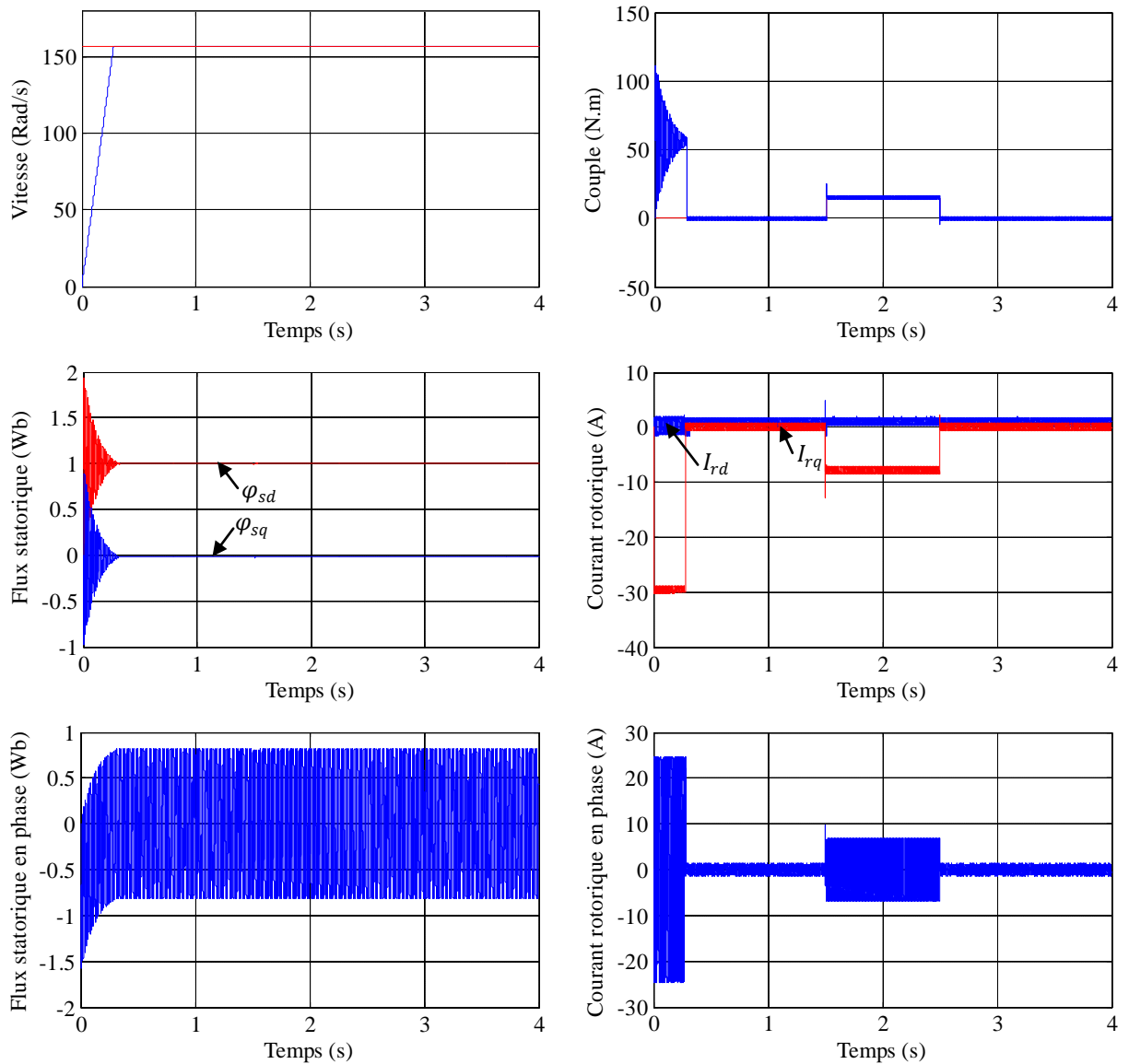


Figure (IV.19) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

IV.7.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale. La figure (IV.20) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. Les résultats de simulation montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux. Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve la robustesse de la commande par mode de glissant vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

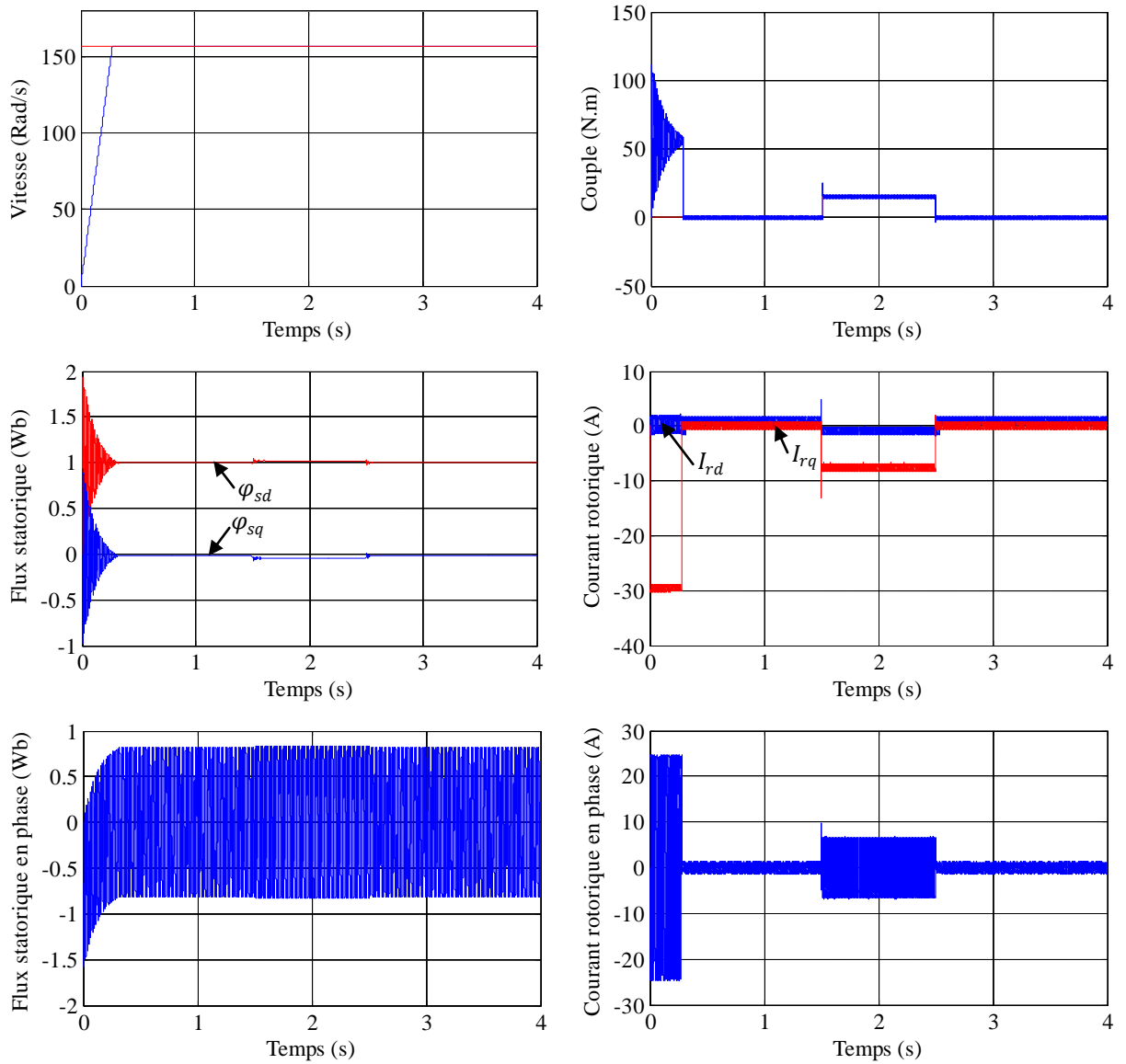
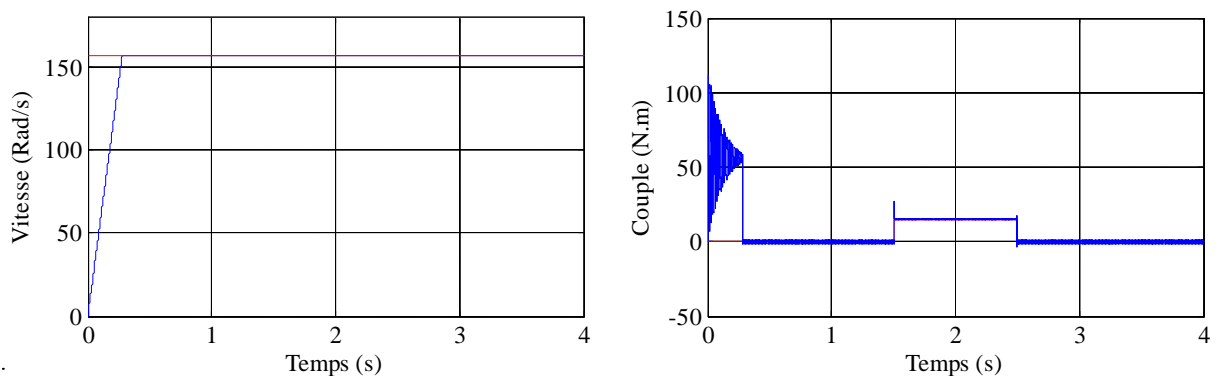


Figure (IV.20) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

IV.7.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

Dans ce test nous avons fait une variation de l'inductance rotorique (L_r) de +20% entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (IV.21). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation au niveau de L_r ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques.



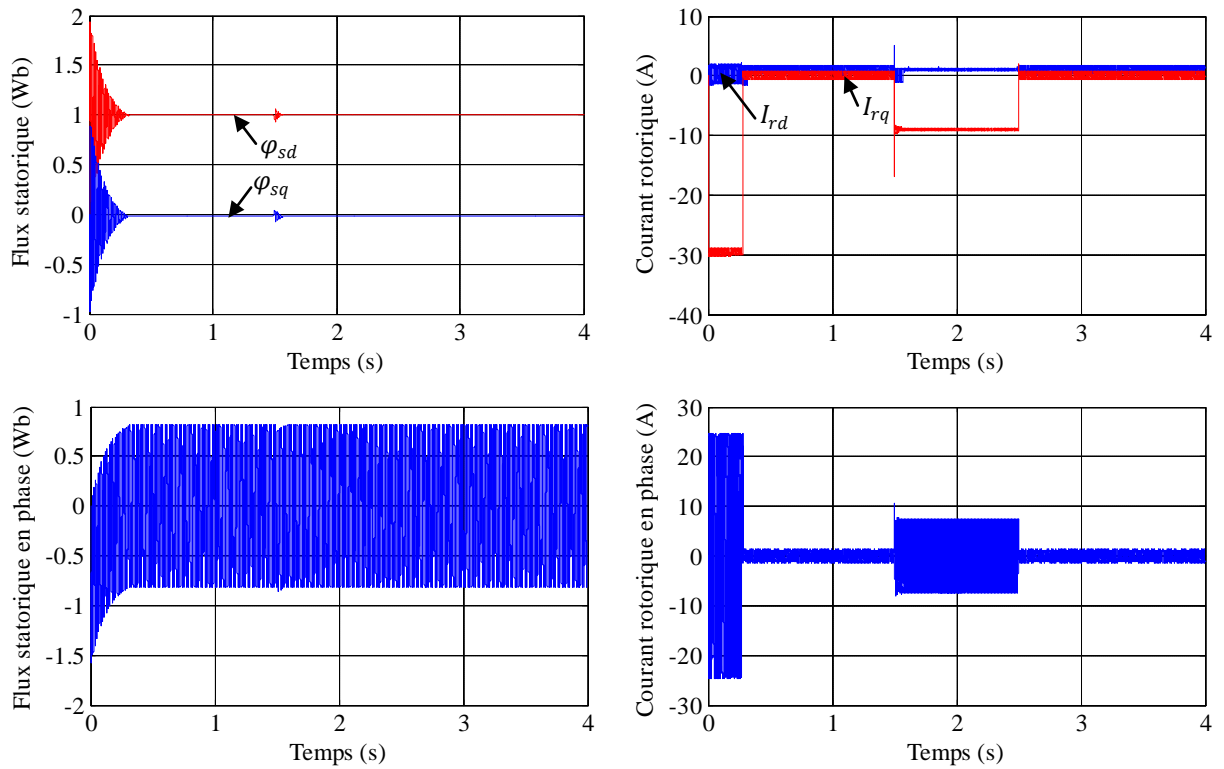
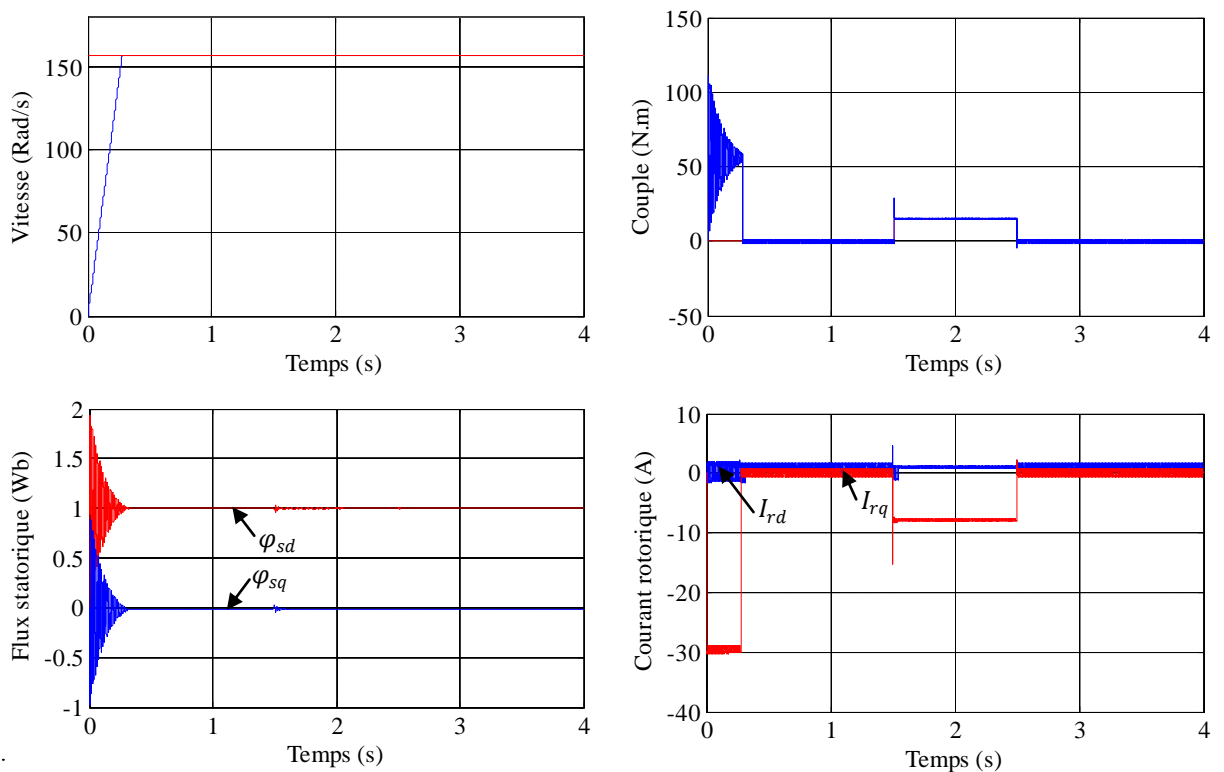


Figure (IV.21) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

IV.7.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Les résultats de simulation du test de la variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale sont regroupés dans la figure (IV.22). Les résultats montrent la robustesse de la commande utilisée (MG) face à la variation du L_s de la machine ainsi que le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.



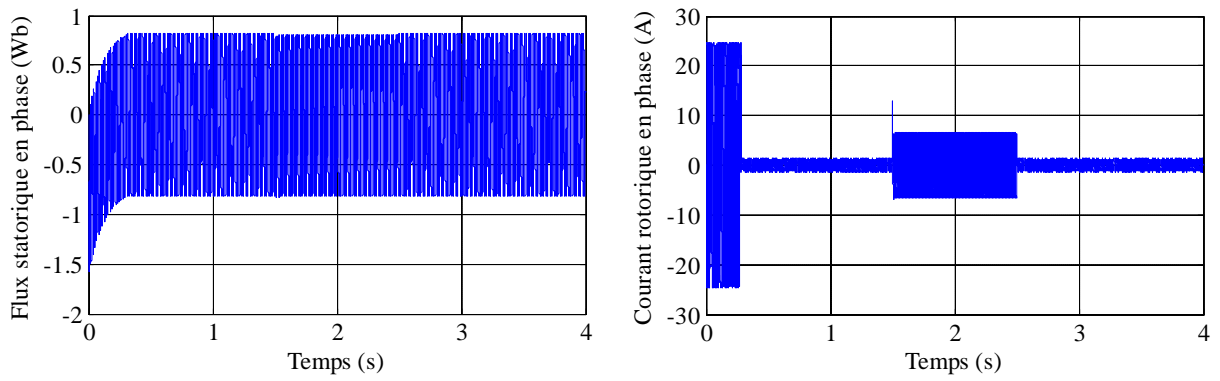


Figure (IV.22) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

IV.7.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Dans cet essai, nous avons fait une augmentation du moment d'inertie J de +50%. Les résultats sont regroupés dans la figure (IV.23). On remarque aucun changement sur l'allure de la vitesse et le flux et un changement sur le couple pour rattraper l'augmentation du J .

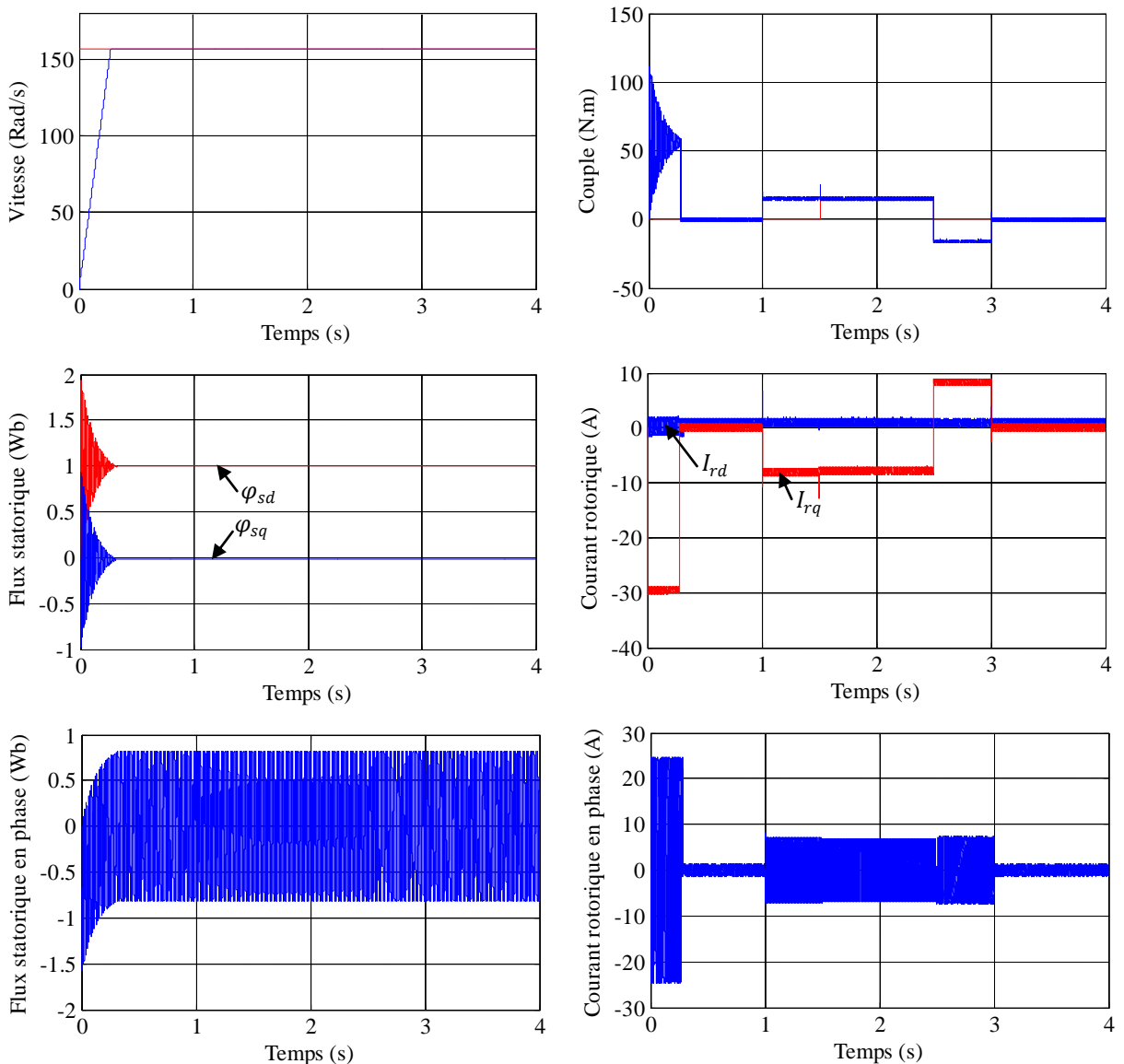


Figure (IV.23) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

IV.7.9 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent la robustesse de la commande par mode de glissement face à la variation de paramètres internes de la machine comparativement à la commande vectorielle (la résistance rotorique, la résistance statorique, l'inductance rotorique et statorique et le moment d'inertie). De plus, le découplage de flux n'est pas affecté par cette variation. 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 à ce phénomène de chattering de manière à réduire les fortes oscillations de l'organe fournisseur de commande.

Dans la section qui suit et dans le but d'améliorer les résultats, une autre technique sera introduite est la commande hybride entre la commande par mode de glissante et la technique de l'intelligence artificielle floue type 1.

IV.8 Commande hybride glissant-floue type 1

La commande par mode glissant est une méthode de commande robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externes et de la dynamique non modélisée [195]. L'inconvénient majeur de cette approche est la fréquence de commutation élevée (chattering). Le phénomène de chattering n'est pas souhaitable car il peut exciter les modes non modélisés à haute fréquence dans le système de contrôle non linéaire.

Pour remédier à ce phénomène, nous proposons une commande hybride entre la commande par mode de glissant et la technique de la logique floue qui fournira prévision de la performance même si le modèle du système n'est pas très connu est nécessaire. Cette commande doit également s'adapter aux variations des paramètres ou des perturbations externes. Ces types de commandes sont généralement appelés « commande intelligente ».

IV.8.1 Description

L'approche de la commande par mode de glissement est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une « surface de glissement ». Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue gardée la trajectoire sur la surface, de telle sorte que la dynamique du système souhaité est obtenue [29, 149, 151-153, 187, 196, 197].

Dans ce qui suit, les régulateurs de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques sont substitués par un régulateur mode glissant flou pour obtenir une régulation performante robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC) sont contenus dans la présente commande (FSMC) proposée par l'équation suivante :

$$U_{FSMC} = U_{eq} + U_{fuzzy} \quad (IV.59)$$

Les deux parties sont combinées pour assurer la stabilité et la robustesse du système [181, 197, 198], la méthode de la commande par la logique floue est adoptée pour résoudre le problème de chattering, figure (IV.24).

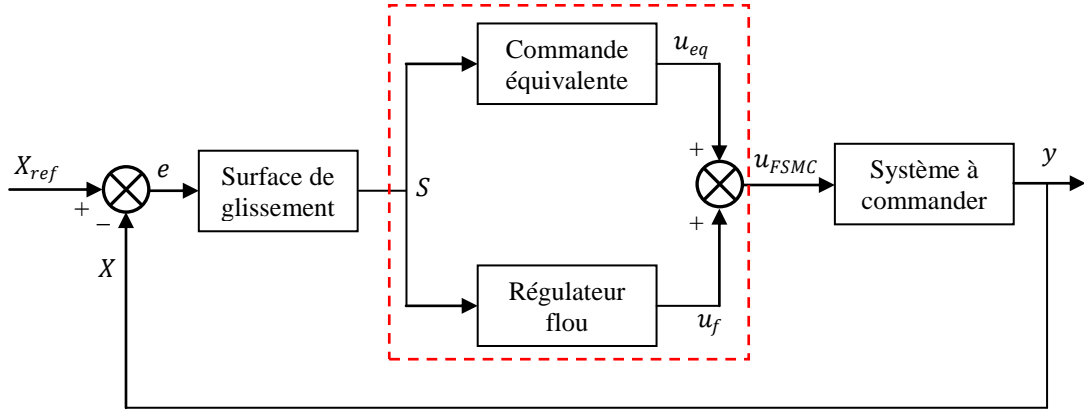


Figure (IV.24) : Schéma de la commande hybride glissant-floue.

IV.8.2 Conception de la commande équivalente SMC

Dans la conception de la commande de la MADA par mode glissant de la vitesse de rotation, le flux statorique (φ_{sd}) et les courants (I_{rd}, I_{rq}) du système, on a choisi les surfaces de régulation comme suit :

$$\begin{cases} S_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ S_2 = \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \\ S_3 = I_{rd}^{lim} - I_{rd} \\ S_4 = I_{rq}^{lim} - I_{rq} \end{cases} \quad (IV.60)$$

De l'équation (IV.59) la commande par mode glissant est désignée par la commande équivalente U_{eq} qui indique la notion de la trajectoire d'état sur le long de la surface de glissement [197, 198]. Après les équations (IV.31), (IV.38), (IV.47) et (IV.56), la commande équivalente devient :

$$\begin{cases} I_{rq}^{eq} = -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J}\Omega + \frac{C_r}{J} \right) \\ I_{rd}^{eq} = \frac{T_s}{M} \left(\dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s}\varphi_{sd} \right) \\ V_{rd}^{eq} = \left(i_{rd}^{lim} + \delta I_{rd} - (\omega_s - \omega)I_{rq} - \alpha\varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \right) \sigma L_r \\ V_{rq}^{eq} = \left(i_{rq}^{lim} + (\omega_s - \omega)I_{rd} + \delta I_{rq} - \beta\omega\varphi_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \right) \sigma L_r \end{cases} \quad (IV.61)$$

IV.8.3 Conception de la commande par la logique floue

Il est bien connu que l'un des désavantages de la SMC est le phénomène de Chattering. Dans cette section, une commande floue FLC est introduite pour remplacer les fonctions :

$$\begin{cases} I_{rq}^n = K_1 \cdot sat(S_1) \\ I_{rd}^n = K_2 \cdot sat(S_2) \\ V_{rd}^n = K_3 \cdot sat(S_3) \\ V_{rq}^n = K_4 \cdot sat(S_4) \end{cases} \quad (IV.62)$$

K_i : est une constante qui est établie pour satisfaire l'exigence de robustesse de telle sorte que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long la surface de changement, une bonne dynamique en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC [151-153, 196-199].

IV.8.4 Structure de base d'un contrôleur flou

Le contrôleur flou utilisé dans cette section est présenté dans la figure (IV.25) et est composé par :

- Un facteur de normalisation K_i associé à l'erreur (e) et K_f associé à la variation de la commande Δu .
- Un bloc de fuzzification de l'erreur.
- Des règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.

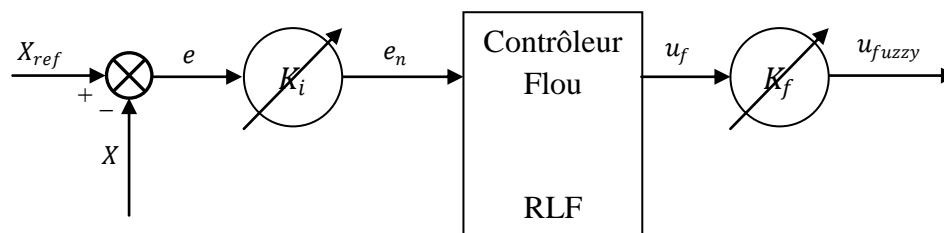


Figure (IV.25) : Schéma synoptique d'un régulateur flou.

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

e : L'erreur, elle est définie par :

$$e = X_{ref} - X \quad (IV.63)$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$u_{fuzzy} = K_f u_f \quad (IV.64)$$

Avec :

k_f est le facteur de normalisation de la variable de sortie et u_f est la sortie de l'RLF, qui est obtenue par la normalisation du S .

Il est important de bien choisir les valeurs du k_i et k_f . Un bon choix et avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [151, 197-199].

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

IV.8.4.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur, est subdivisé en trois ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par la désignation standard suivante :

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

La fonction d'appartenance d'entrée est définie par une forme gaussienne, figure (IV.26).

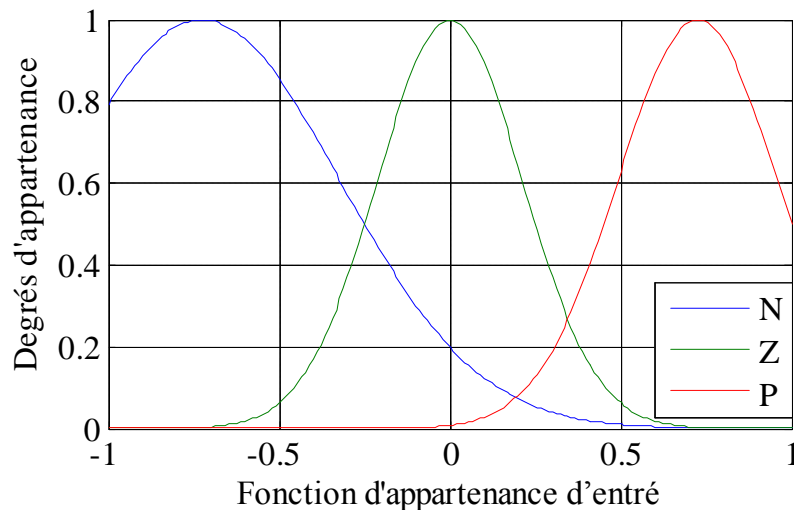


Figure (IV.26) : Fonction d'appartenance de l'entrée.

IV.8.4.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [197-199]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec l'entrée. Comme nous l'avons mentionné. Les règles de commande sont :

if(input1 is N)then(output1 is NE)

if(input1 is Z)then(output1 is ZE)

if(input1 is P)then(output1 is PE)

IV.8.4.3 Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables floues de sortie. En

effet, la traduction des opérateurs ‘‘ET’’, ‘‘OU’’ et ‘‘ALORS’’ par des fonctions et la combinaison de ses différentes fonctions donne la sortie floue du régulateur.

Comme on l’a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d’inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d’inférence « somme-produit » (Sugeno).

Dans cette méthode l’opérateur « ET » représenté par la fonction Produit, l’opérateur « OU » par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l’opérateur « ALORS » est représenté par la fonction Produit.

IV.8.4.4 Défuzzification

Les sorties du mécanisme d’inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

L’intérêt de là cette approche de commande est dû à sa robustesse, elle est éliminée les effets des variations paramétriques même en régime dynamique avec un minimum de complexité de la loi de commande. En utilisant la structure de commande en cascade, le schéma de principe de la commande par mode de glissant floue type 1 de la machine asynchrone à double alimentation est donné à la figure (IV.27).

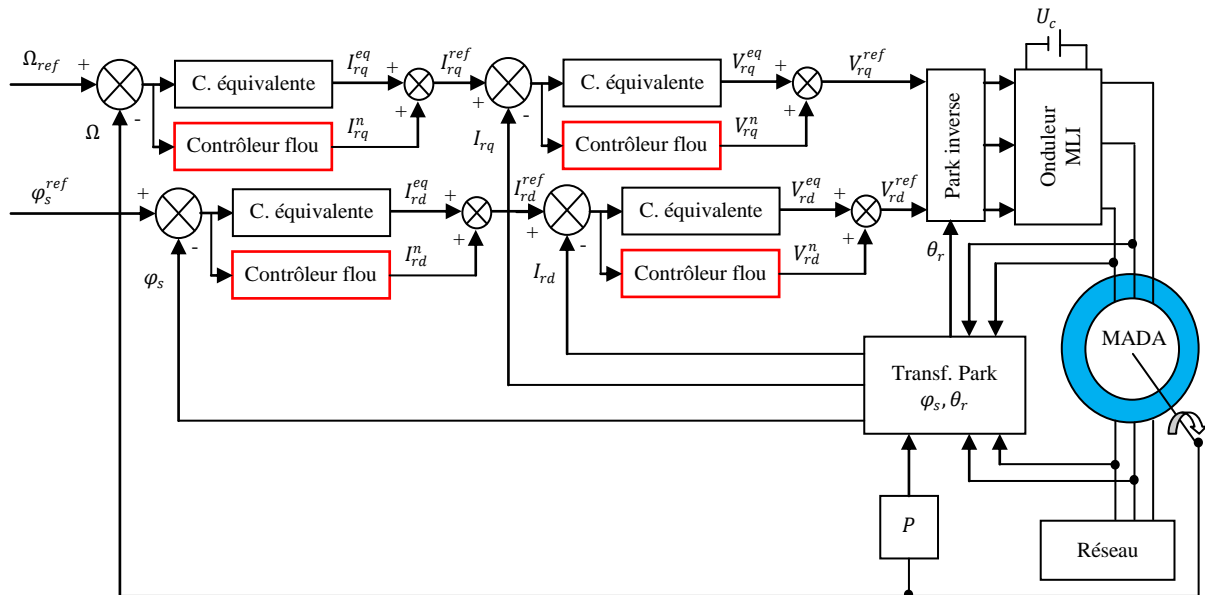


Figure (IV.27) : Principe de la commande par mode glissant-floue de la MADA.

IV.8.5 Résultats de simulation

L’objectif de cette étape est d’appliquer différents tests de la robustesse, les tests sont similaires à celles réalisées à la section précédente, de la commande glissant floue type 1 de la machine asynchrone à double alimentation pour illustrer les performances ajoutées par cette commande.

IV.8.5.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation de la machine commandée par mode de glissant floue type 1 sous une charge nominale (à vide). La vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s). On peut noter d'après la courbe du couple que les oscillations (broutements) sont diminuées comparativement à résultats obtenus de la section précédente, le flux présente un module constant donc un découplage parfait. Les courants d'alimentation présentent des grandeurs sinusoïdales.

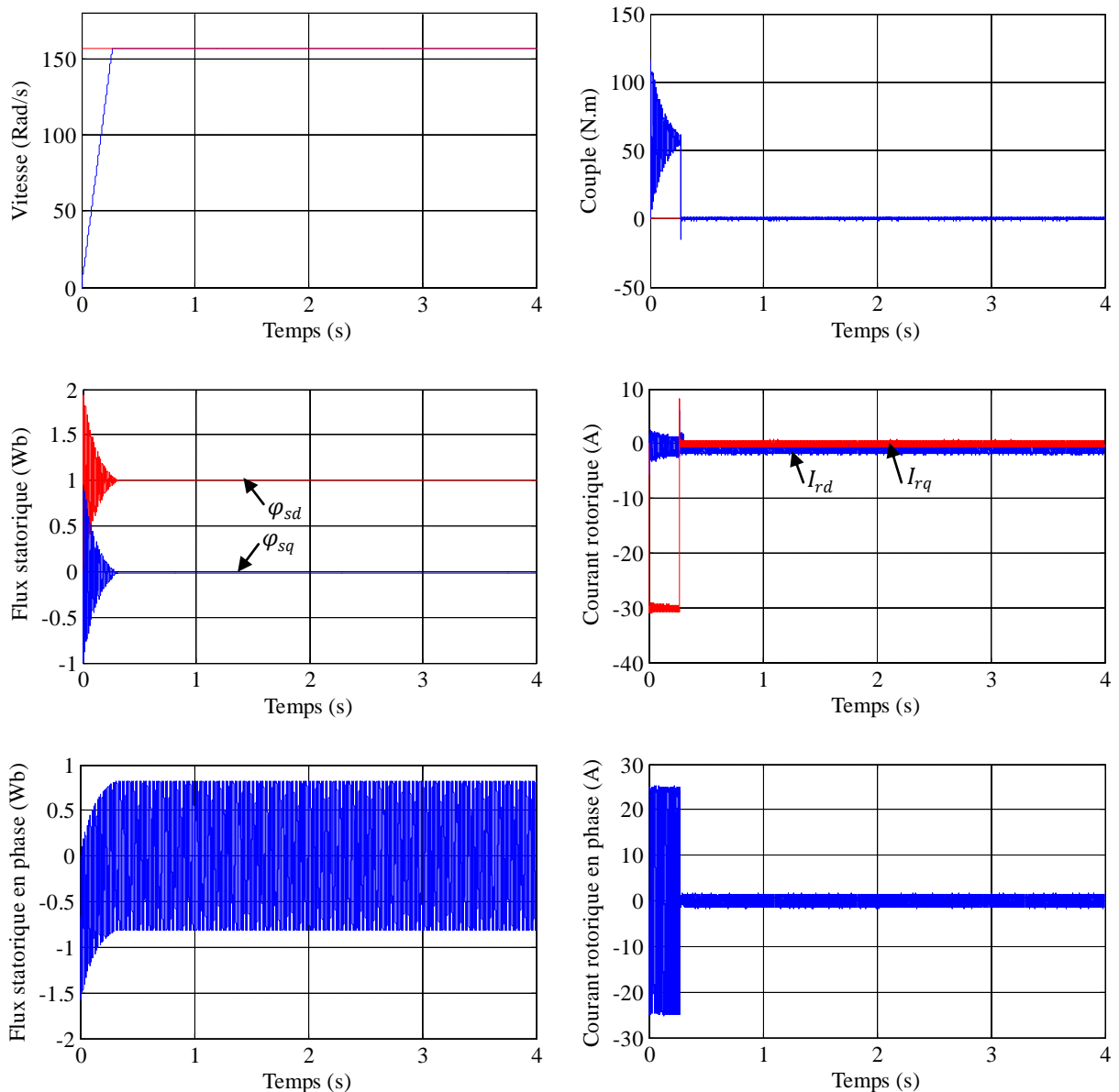


Figure (IV.28) : Commande glissant-floue de la machine dans le régime nominal.

IV.8.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation de la machine en charge entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$ de valeur $C_r = 15N.m$. Le couple électromagnétique et la vitesse suivent leur référence, le flux reste toujours constant quelle que soit la variation, on remarque aussi une influence importante sur les courants rotoriques.

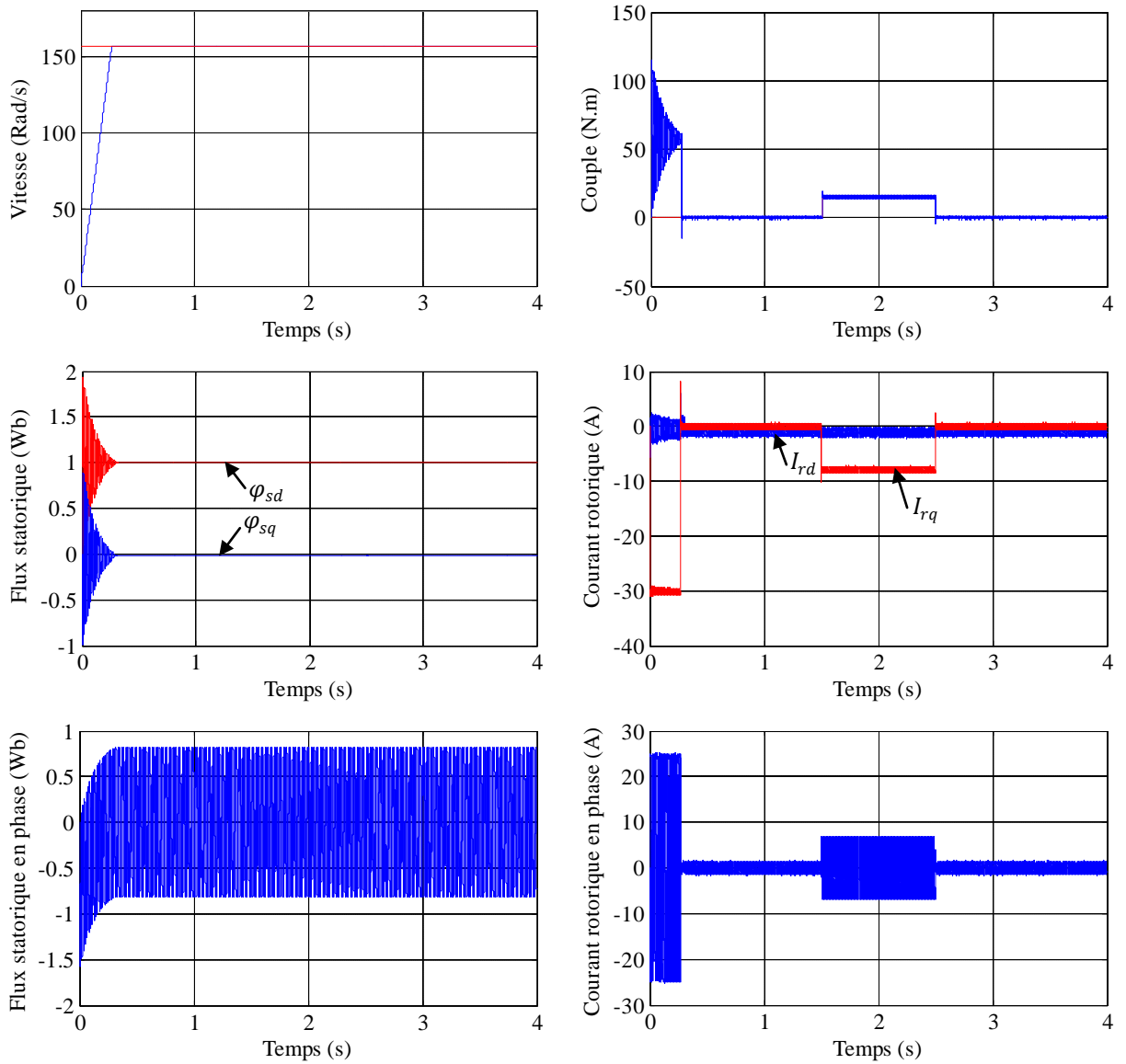
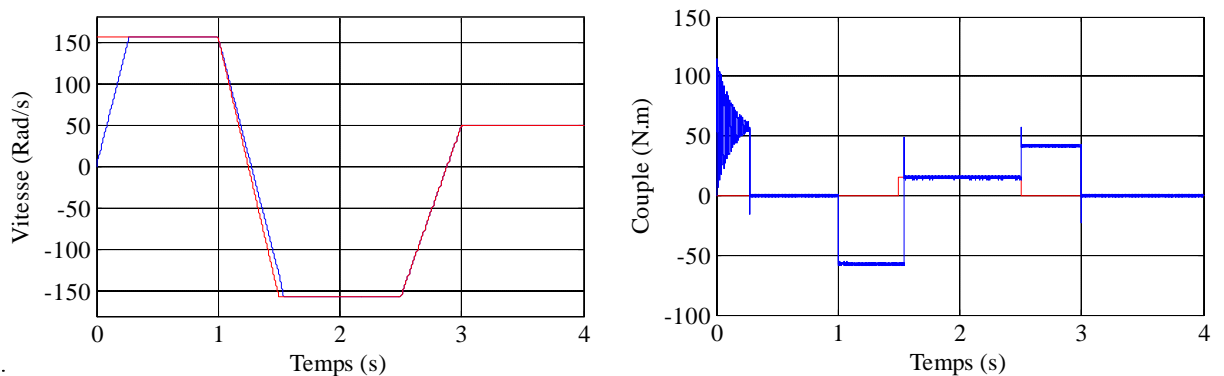


Figure (IV.29) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

IV.8.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse sont regroupés dans la figure (IV.30). On remarque la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence, le flux subi une faible variation au moment du changement de la vitesse. Les courants présentent des grandeurs sinusoïdales différentes.



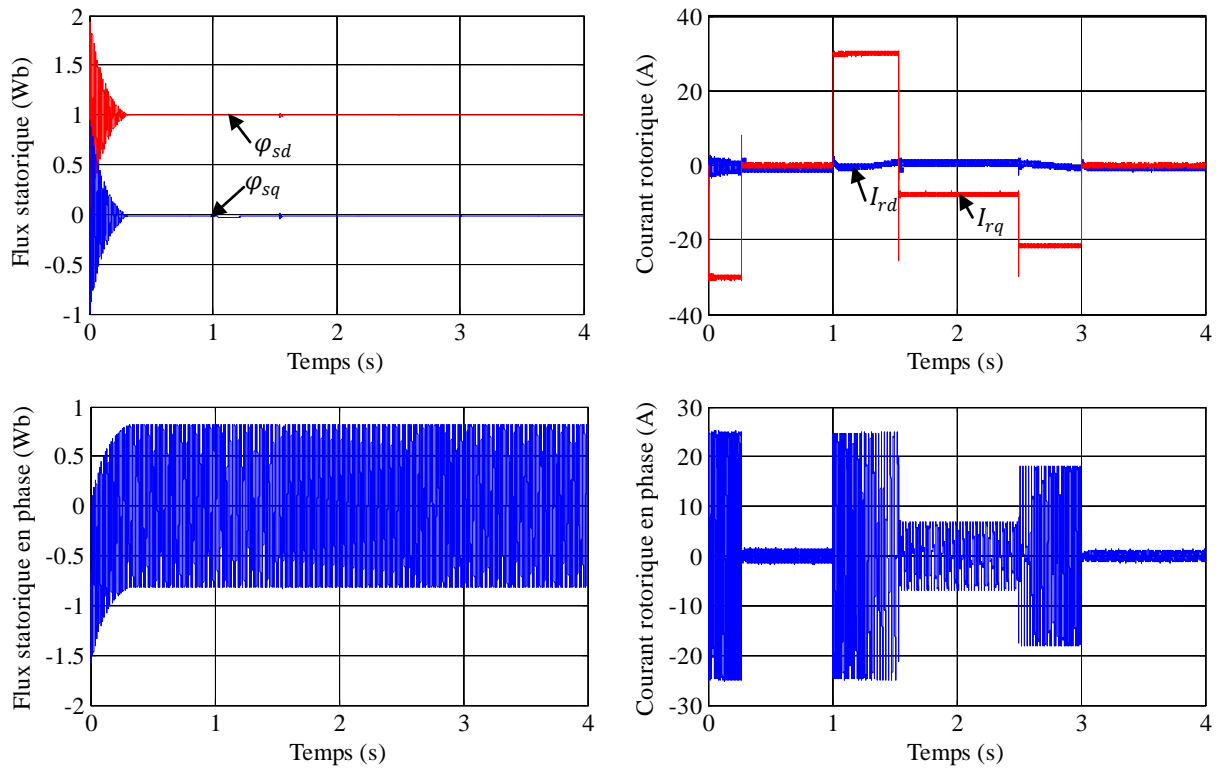
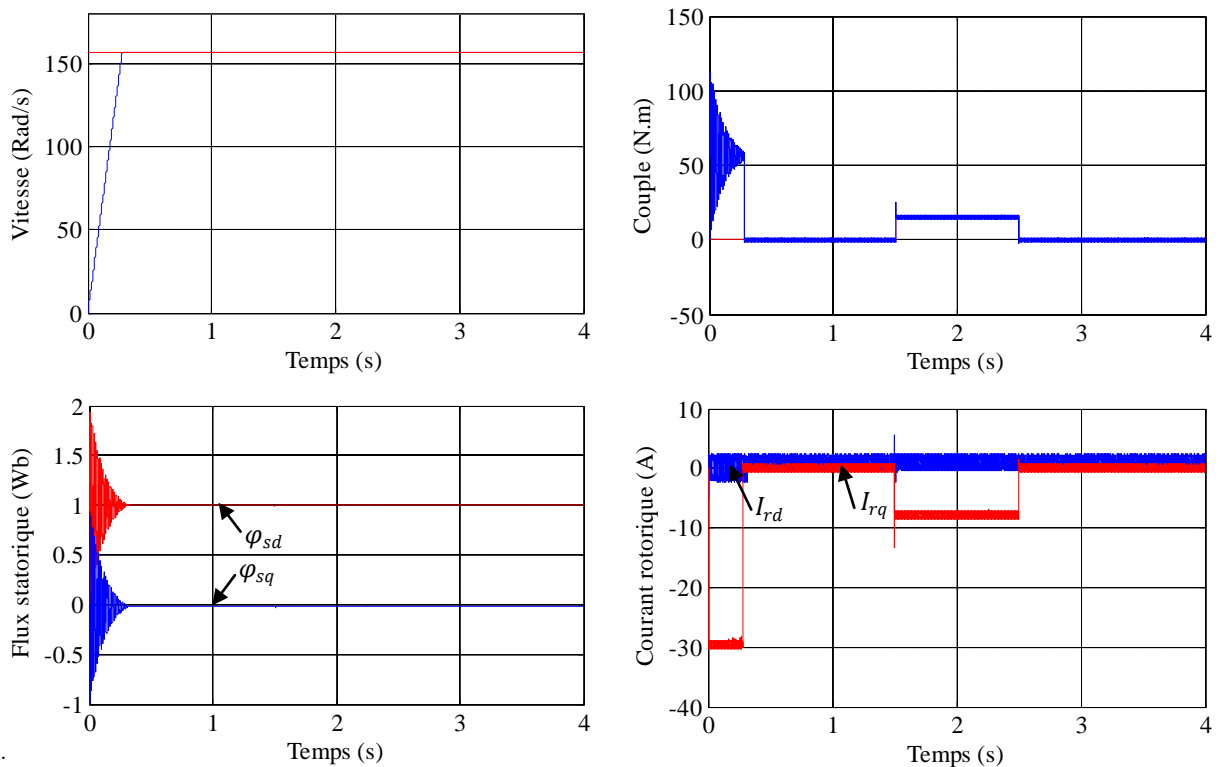


Figure (IV.30) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

IV.8.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (IV.31) illustre les réponses dynamiques de la machine, vitesse, couple, flux statorique et les courants rotoriques, lors de la variation de la R_r de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. On remarque que pas de changement dans la vitesse, le couple et le flux. Le découplage est toujours maintenu.



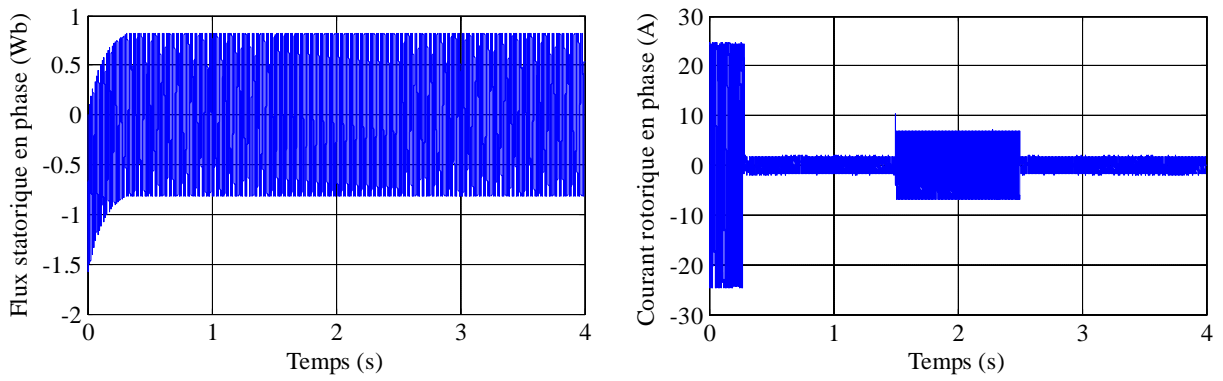


Figure (IV.31) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

IV.8.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique

Les résultats de simulation représentés par la figure (IV.32) obtenus pour une augmentation du R_s de 100% de sa valeur nominale. On peut noter qu’aucun changement sur la variation de la vitesse et une petite variation sur le flux.

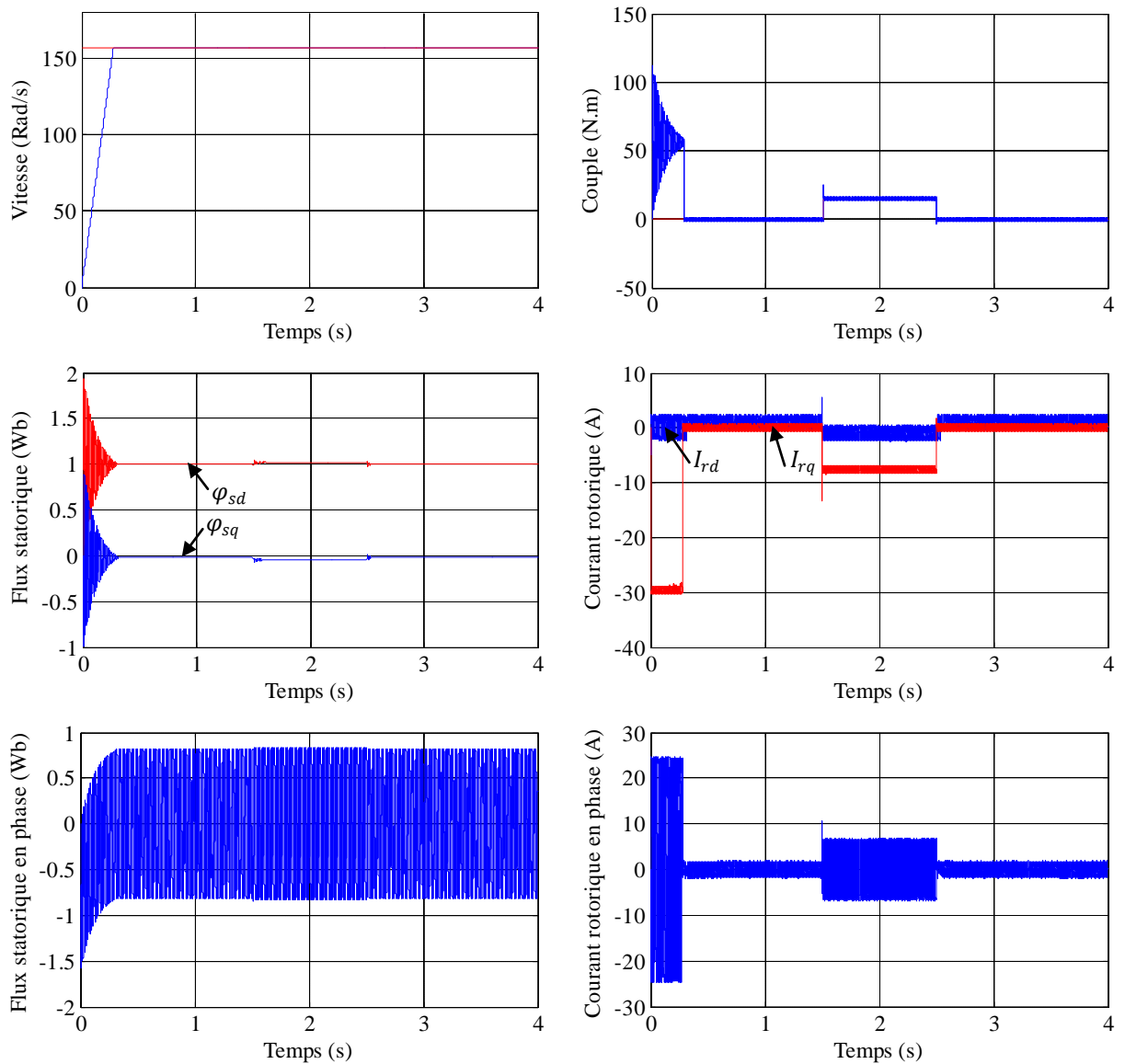


Figure (IV.32) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

IV.8.5.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

Les résultats de simulation du test de la variation de l'inductance statorique (L_r) de +20% de sa valeur nominale entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$ sont regroupés dans la figure (IV.33). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation du L_r ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques sauf dans les résultats du flux au début de la variation du L_r .

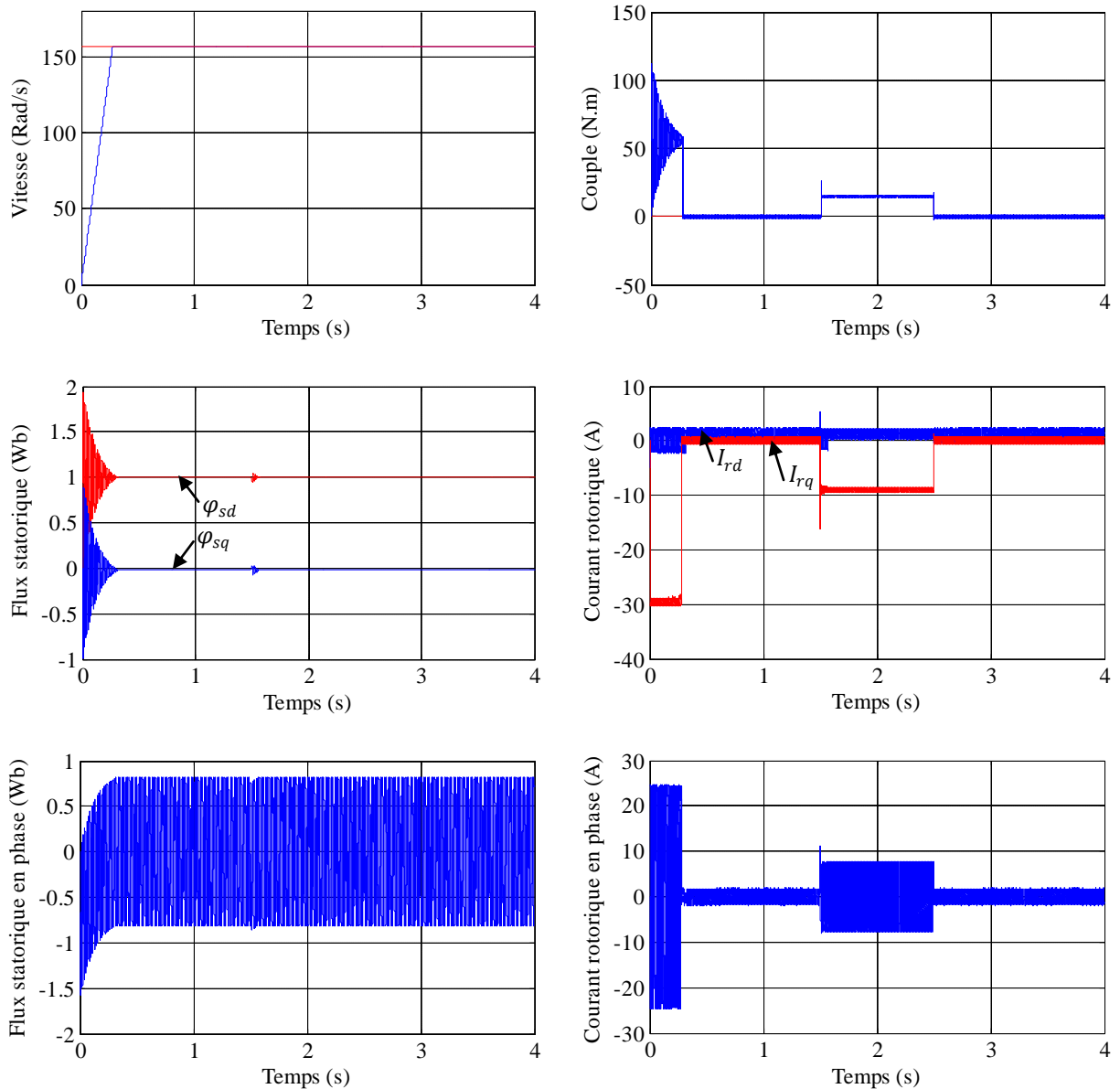


Figure (IV.33) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

IV.8.5.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Dans ce test nous avons fait une variation de l'inductance rotorique (L_s) de +20% entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (IV.34). Les résultats montrent la robustesse de la commande utilisée (mode glissant floue type 1) face à la variation du L_s de la machine ainsi que le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.

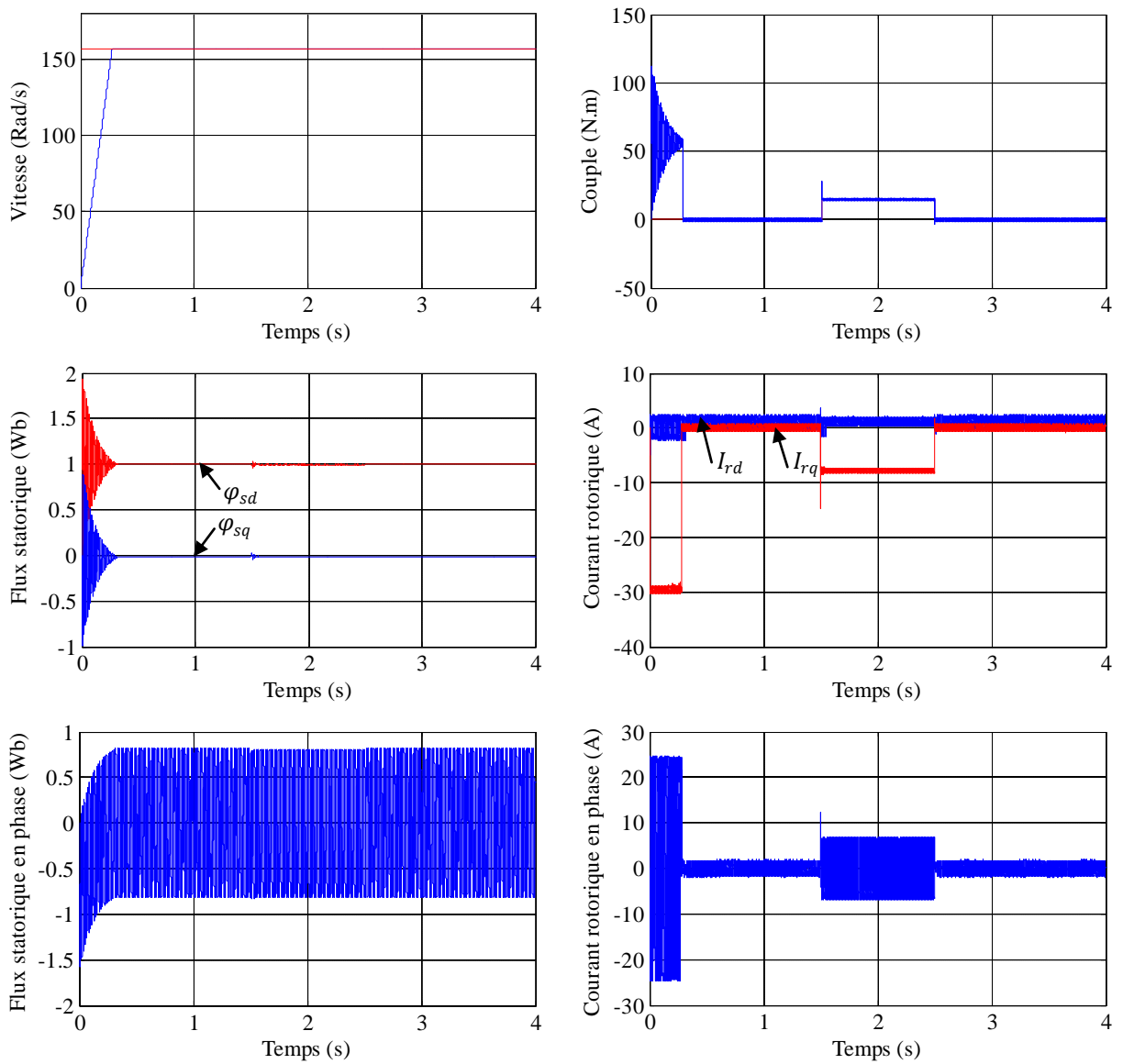
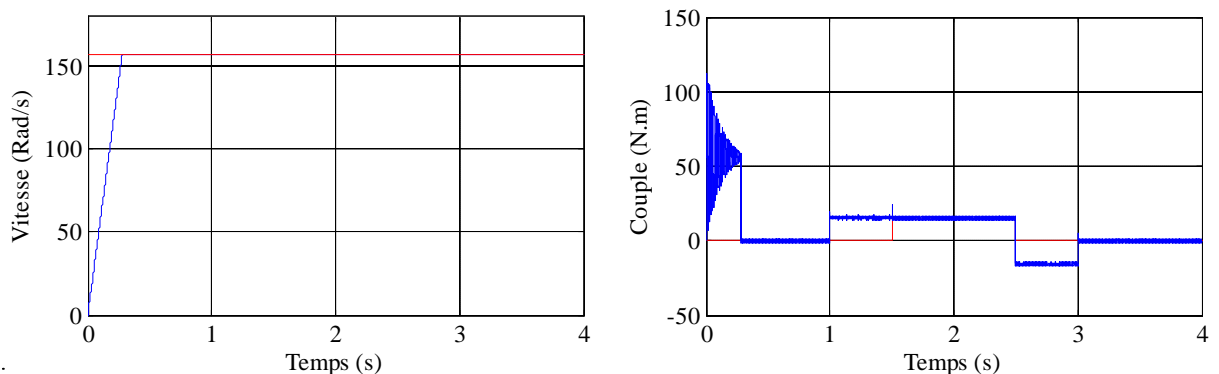


Figure (IV.34) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

IV.8.5.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Dans cet essai, on a simulé le comportement dynamique de la MADA lors de la variation de moment d'inertie J de +50%. Les résultats sont regroupés dans la figure (IV.35). On ne remarque pas de changement sur l'allure de la vitesse et le flux et un changement sur le couple. Le dépulpage est toujours maintenu.



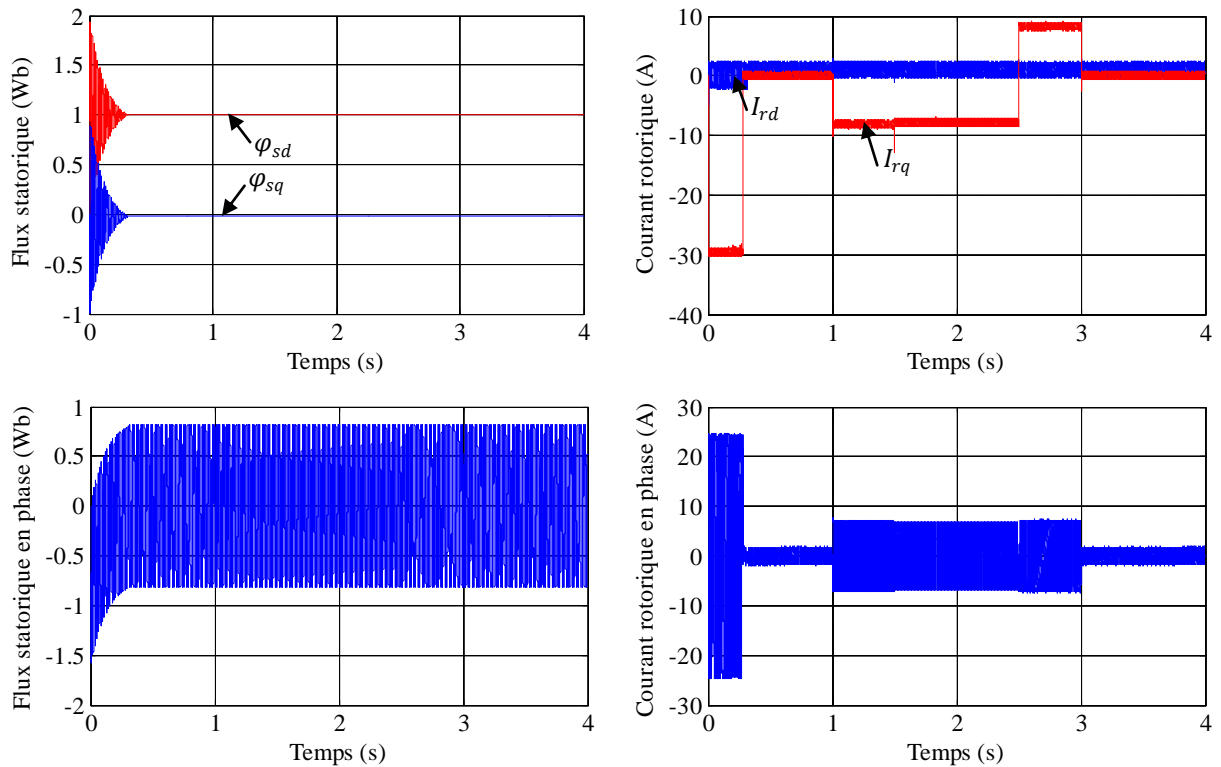


Figure (IV.35) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

IV.8.6 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation du changement de la consigne de la vitesse présente que ce dernier suivi bien leur référence et on peut constater l'amélioration du temps de réponse. Alors, on peut dire que la commande hybride glissant floue type 1 est efficace (minimum des broutements).

D'après les résultats obtenus lors de la variation des résistances rotorique et statorique et l'inductance rotorique et statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande utilisée 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. Pour les allures de la vitesse, et celles des composantes du flux statorique, presque aucun changement n'apparaît.

Dans le but d'améliorer les résultats, dans la section prochaine on remplace le bloc du logique floue type 1 par le floue type 2.

IV.9 Commande hybride glissant floue type 2

Les logiques floues du type 1 et du type 2 sont principalement similaires. Cependant, il existe deux différences essentielles entre elles : la forme des fonctions d'appartenance et le processeur de sortie. En effet, un contrôleur flou d'intervalle du type 2 est composé de : une fuzzification, un moteur d'inférence, une base de règles, une réduction de type et une défuzzification [200, 201].

Les algorithmes de contrôle qui basés sur les techniques de mode glissant posent d'un inconvénient principal qui est l'effet de chattering, qui est l'oscillation à haute fréquence de la sortie du contrôleur. Pour surmonter ce problème et afin de réduire le phénomène de chattering, un système flou d'intervalle du type 2 est utilisé pour minimiser l'effet de chattering du contrôle d'un système. La configuration du schéma de commande du mode glissant flou du type 2 proposé est illustrée à la figure (IV.36), il contient une partie de commande équivalente et une partie de logique floue de type 2 à intervalle ou il y a une seule entrée et sortie [202].

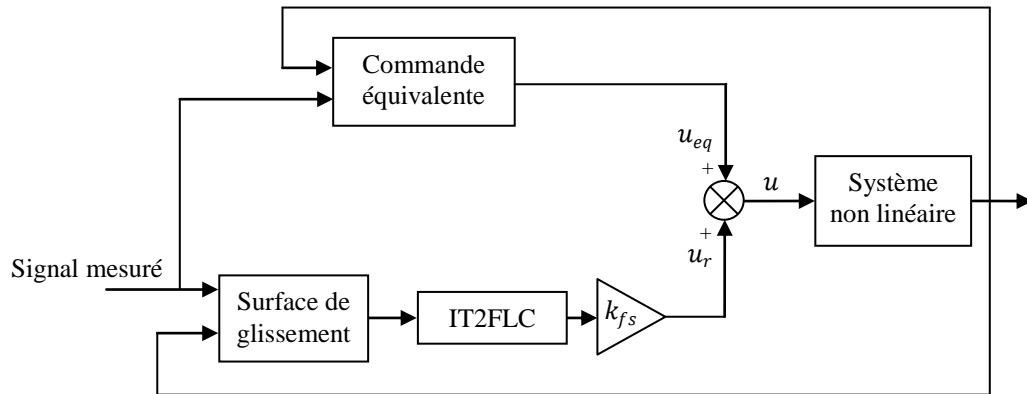


Figure (IV.36) : Schéma fonctionnel de l'IT2FSMC.

Le contrôle équivalent u_{eq} , est calculé de manière à avoir $\dot{s} = 0$. Le contrôle discontinu est alors calculé par :

$$u_r = k_{fs} u_{fs} \quad (IV.65)$$

$$u_{fs} = IT2FLC(s) \quad (IV.66)$$

Avec :

k_{fs} : est le facteur de normalisation de la variable de sortie, et u_{fs} est la sortie de l'IT2FLC, qui est obtenue par la normalisation de s .

Les fonctions d'appartenance floue du type 2 des surfaces de glissement d'entrée (s) et des ensembles de contrôle discontinu de sortie (u_{fs}) sont représentées par la figure (IV.37).

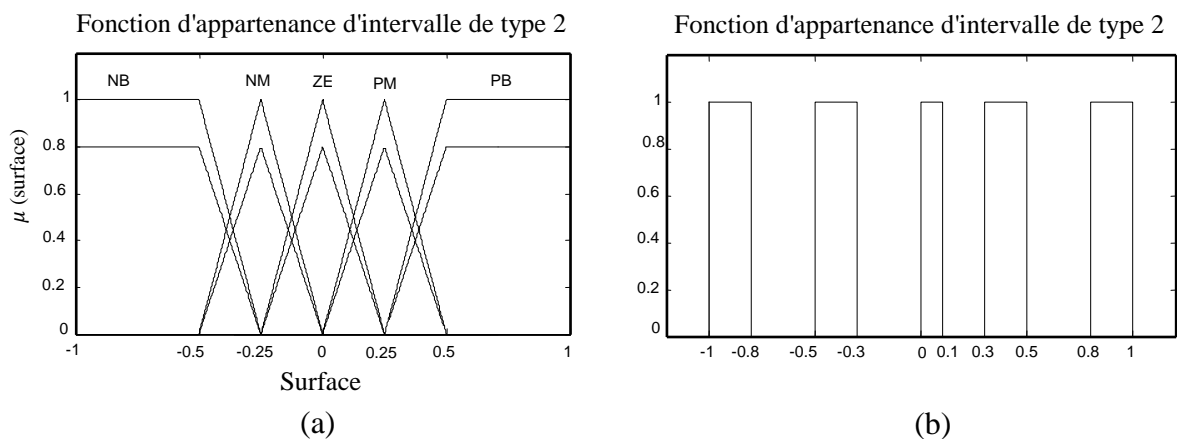


Figure (IV.37) : Fonctions d'appartenance des entrées s (a) et des sorties u_{fs} (b).

Afin d'atténuer l'effet de chattering et de gérer l'incertitude de la modélisation de la MADA, un contrôleur flou du type 2 a été utilisé avec une seule entrée et une seule sortie pour chaque sous-système. Ensuite, l'entrée du contrôleur est la surface de glissement et la sortie est la commande discontinue u_{fs} . Toutes les fonctions d'appartenance de la variable d'entrée floue sont choisies pour être triangulaires et trapézoïdales pour toutes les fonctions d'appartenance supérieures et inférieures. Les variables linguistiques utilisées de la variable floue (surface) sont : {milieu négatif (NM), grand négatif (NB), zéro (ZE), milieu positif (PM), grand positif (PB)}.

Le contrôle correctif est décomposé en cinq niveaux représentés par un ensemble de variables linguistiques : grand négatif (NB), milieu négatif (NM), zéro (ZE), milieu positif (PM) et grand positif (PB). Le tableau (IV.1) présente la base de règles qui contient cinq règles [202] :

Tableau (IV.1) : Règles floues pour les FLCs de type 2.

	Règle 1	Règle 2	Règle 3	Règle 4	Règle 5
Surface	PB	PM	ZE	NM	NB
u_{fs}	NB	NM	ZE	PM	PB

Les fonctions d'appartenance de l'entrée (surface glissante) et de la sortie (u_{fs}) ont été normalisées dans l'intervalle $[-1, 1]$, donc : $|u_{fs}| \leq 1$.

u_{fs} donné dans l'équation (IV.66) satisfait la condition suivante :

$$su_{fs} = -K^+|s| \quad (IV.67)$$

Où :

$K^+ > 0$ est une constante positive déterminée par un système d'inférence floue de type 2.

Preuve :

Les lois de contrôles discontinus sont calculées par inférence de logique floue du type 2 en utilisant les équations (III.79) et (III.80) et les algorithmes itératifs de Karnik Mendel présentés dans [203-207]. Où $\alpha_i = [\alpha_{imin}, \alpha_{imax}]$ pour $i = [1, \dots, 5]$ sont l'intervalle d'appartenance des règles 1 à 5 présentées dans le tableau (IV.1). De plus, u_{fs} peut être analysé plus en détail comme les six conditions suivantes données ci-après. Une seule des six conditions se produira pour une valeur quelconque de la surface de glissement s selon la figure (IV.36).

- Condition 1 : la seule règle 1 est activée, ($s > 0.5, \alpha_1 = [0.8, 1], \alpha_j = [0, 0]$) pour $j = 2, 3, 4, 5$.

$$u_{fs} = IT2FLC(s) = \frac{-0.8-1}{2} = -0.9 \quad (IV.68)$$

- Condition 2 : les règles 1 et 2 sont activées, ($0.25 < s < 0.5, \alpha_1 = [\alpha_{1min}, \alpha_{1max}], \alpha_2 = [\alpha_{2min}, \alpha_{2max}], \alpha_j = [0, 0]$) pour $j = 3, 4, 5$

$$0 \leq \alpha_{1min}, \alpha_{2max} \leq 0.8 \text{ et } 0 \leq \alpha_{1max}, \alpha_{2min} \leq 1$$

$$u_{fs} = IT2FLC(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{-0.8 \alpha_{1min} - 0.3 \alpha_{2max}}{\alpha_{1min} + \alpha_{2max}} + \frac{-\alpha_{1max} - 0.5 \alpha_{2min}}{\alpha_{1max} + \alpha_{2min}} \right) \quad (IV.69)$$

- Condition 3 : les règles 2 et 3 sont activées, ($0 < s < 0.25, \alpha_2 = [\alpha_{2min}, \alpha_{2max}], \alpha_3 = [\alpha_{3min}, \alpha_{3max}], \alpha_j = [0, 0]$) pour $j = 1, 4, 5$

$$0 \leq \alpha_{2min}, \alpha_{3min} \leq 0.8 \text{ et } 0 \leq \alpha_{2max}, \alpha_{3max} \leq 1$$

$$u_{fs} = IT2FLC(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{-0.3 \alpha_{2min} + 0.1 \alpha_{3max}}{\alpha_{2min} + \alpha_{3max}} + \frac{-0.5 \alpha_{2max}}{\alpha_{2max} + \alpha_{3max}} \right) \quad (IV.70)$$

- Condition 4 : les règles 3 et 4 sont activées, ($-0.25 < s < 0, \alpha_3 = [\alpha_{3min}, \alpha_{3max}], \alpha_4 = [\alpha_{4min}, \alpha_{4max}], \alpha_j = [0, 0]$) pour $j = 1, 2, 5$

$$0 \leq \alpha_{3min}, \alpha_{4min} \leq 0.8 \text{ et } 0 \leq \alpha_{3max}, \alpha_{4max} \leq 1$$

$$u_{fs} = IT2FLC(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{0.1 \alpha_{3min} + 0.5 \alpha_{4max}}{\alpha_{3min} + \alpha_{4max}} + \frac{0.3 \alpha_{4min}}{\alpha_{3max} + \alpha_{4min}} \right) \quad (IV.71)$$

- Condition 5 : les règles 4 et 5 sont activées, ($-0.5 < s < -0.25, \alpha_4 = [\alpha_{4min}, \alpha_{4max}], \alpha_5 = [\alpha_{5min}, \alpha_{5max}], \alpha_j = [0, 0]$) pour $j = 1, 2, 3$

$$0 \leq \alpha_{4min}, \alpha_{5min} \leq 0.8 \text{ et } 0 \leq \alpha_{4max}, \alpha_{5max} \leq 1$$

$$u_{fs} = IT2FLC(s) = \frac{1}{2} \left(\frac{0.5 \alpha_{4min} + \alpha_{5max}}{\alpha_{4min} + \alpha_{5max}} + \frac{0.3 \alpha_{4max} + 0.8 \alpha_{5min}}{\alpha_{4max} + \alpha_{5min}} \right) \quad (IV.72)$$

- Condition 6 : la seule règle 5 est activée, ($s < -0.5, \alpha_5 = [0.8, 1], \alpha_j = [0, 0]$) pour $j = 1, 2, 3, 4$

$$u_{fs} = IT2FLC(s) = \frac{1+0.8}{2} = 0.9 \quad (IV.73)$$

Selon les six conditions possibles indiquées dans (IV.68) - (IV.73), nous concluons :

$$su_{fs} = IT2FLC(s) = -K^+ |s| \quad (IV.74)$$

Avec :

$$K^+ = \begin{cases} 0.9 & \text{si } s > 0.5 \text{ et } s < -0.5 \\ \left| \frac{1}{2} \left(\frac{-0.8 \alpha_{1min} - 0.3 \alpha_{2max}}{\alpha_{1min} + \alpha_{2max}} + \frac{-\alpha_{1max} - 0.5 \alpha_{2min}}{\alpha_{1max} + \alpha_{2min}} \right) \right| & \text{si } 0.25 < s < 0.5 \\ \left| \frac{1}{2} \left(\frac{-0.3 \alpha_{2min} + 0.1 \alpha_{3max}}{\alpha_{2min} + \alpha_{3max}} + \frac{-0.5 \alpha_{2max}}{\alpha_{2max} + \alpha_{3min}} \right) \right| & \text{si } 0 < s < 0.25 \\ \left| \frac{1}{2} \left(\frac{0.1 \alpha_{3min} + 0.5 \alpha_{4max}}{\alpha_{3min} + \alpha_{4max}} + \frac{0.3 \alpha_{4min}}{\alpha_{3max} + \alpha_{4min}} \right) \right| & \text{si } -0.25 < s < 0 \\ \left| \frac{1}{2} \left(\frac{0.5 \alpha_{4min} + \alpha_{5max}}{\alpha_{4min} + \alpha_{5max}} + \frac{0.3 \alpha_{4max} + 0.8 \alpha_{5min}}{\alpha_{4max} + \alpha_{5min}} \right) \right| & \text{si } -0.5 < s < -0.25 \end{cases} \quad (IV.75)$$

Dans la figure (IV.36), la loi de commande est calculée par :

$$u = u_{eq} + u_r = u_{eq} + k_{fs} u_{fs} \quad (IV.76)$$

La condition de glissement peut alors être réécrite comme suit :

$$s\dot{s} = -k_{fs}K^+|s| < 0 \quad (\text{IV.77})$$

Ou :

$$\dot{s} = -k_{fs}T2FLC(s) \quad (\text{IV.78})$$

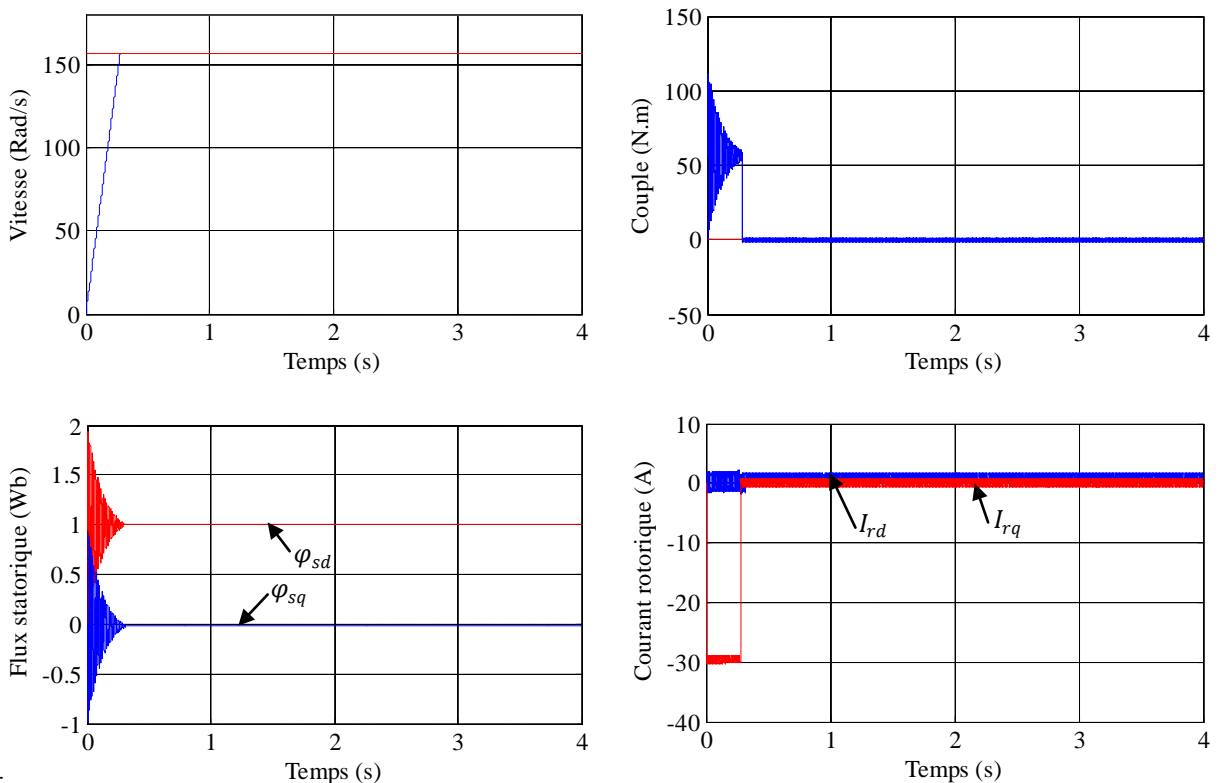
La structure de la commande de mode glissant floue du type 2 de la MADA est similaire à la structure de la commande de mode glissant floue du type 1, Figure (IV.27), les surfaces sont choisies en fonction de l'erreur entre le signal d'entrée de référence et les signaux mesurés comme indique dans la section (IV.6.2). La commande glissant floue du type 2 conservés la partie de la commande équivalente et changera la partie de la commutation par un contrôleur flou du type 2.

IV.9.1 Résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone à double alimentation « MADA » par la commande par mode de glissant floue type 2. Cette commande consiste deux fonctions, le premier c'est la fonction équivalente et le deuxième c'est la fonction de commutation réalisée par un contrôleur flou du type 2 à une seule entrée et une seule sortie. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande, sont similaires à celles réalisées aux sections précédentes.

IV.9.1.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (IV.38). La vitesse présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s) dans un temps de réponse (0.25s). On remarque aussi un découplage parfait d'après les courbes du couple et du flux.



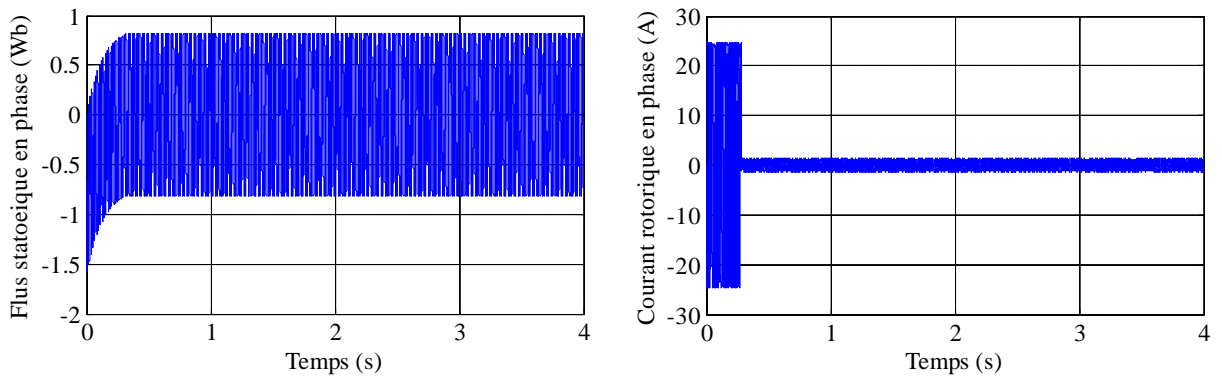


Figure (IV.38) : Commande glissant-floue type 2 de la MADA dans le régime nominal.

IV.9.1.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Dans cet essai, nous appliquons une charge entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$ de valeur $C_r = 15N.m$, la figure (IV.39) illustre le comportement de la MADA. Nous constatons que le couple suit leur référence avec influence négligeable sur la vitesse et le flux.

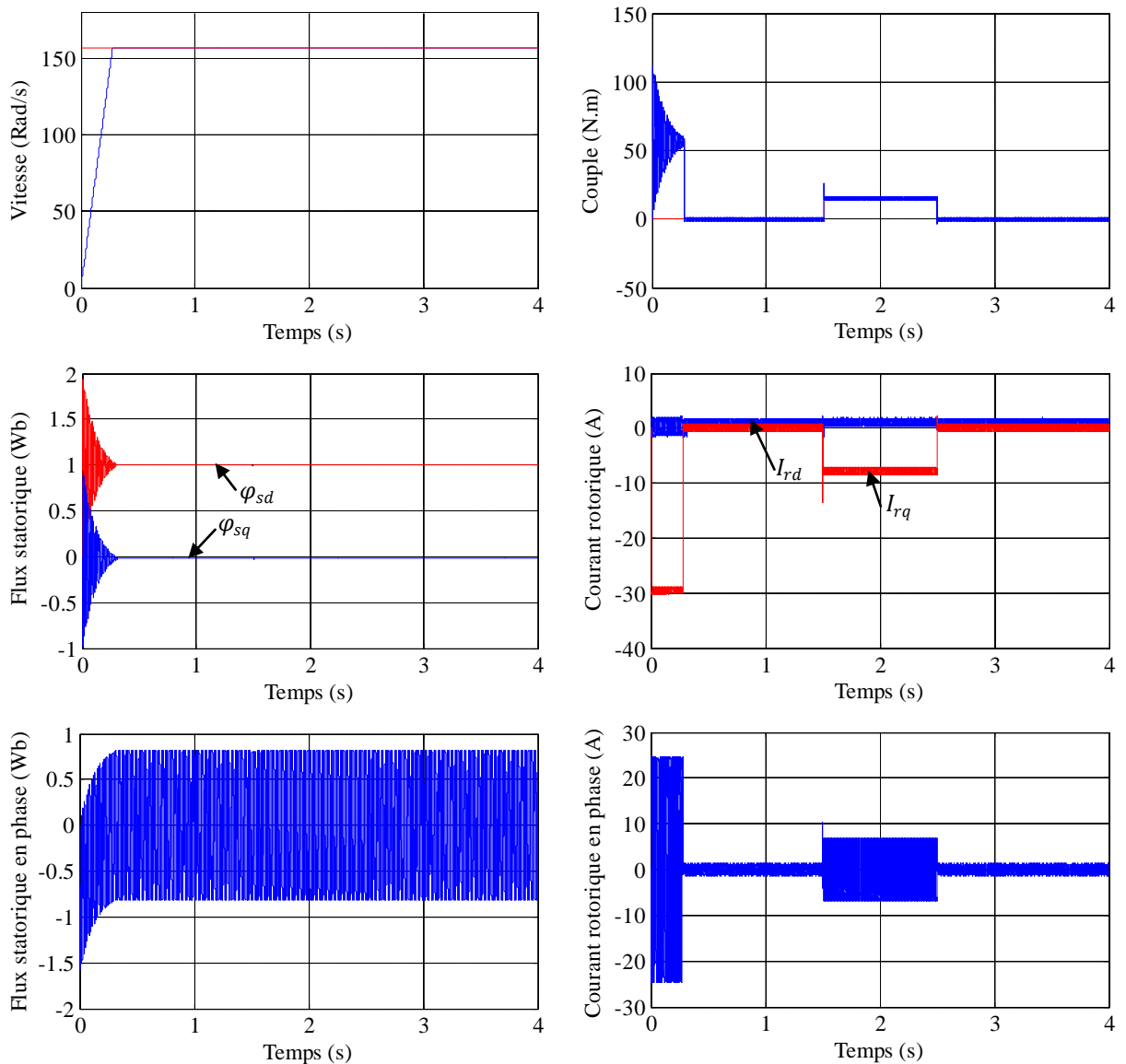


Figure (IV.39) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

IV.9.1.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

L'essai de robustesse dans ce cas consiste à faire varier la référence de la vitesse. La machine est initialement tournée à la vitesse nominale de 157 rad/s. À l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine et à l'instant $t = 2.5s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. La machine est chargée par une valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$.

Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (IV.40). On peut remarquer la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence avec un pic négligeable lors du passage d'un état à un autre. De même le flux statorique suit sa valeur de référence présentant un découplage parfait avec le couple. Les courants présentent des grandeurs sinusoïdales au démarrage, après la variation de la vitesse $\Omega = 50rad/s$ on remarque que l'amplitude diminue et évolue selon la charge appliquée.

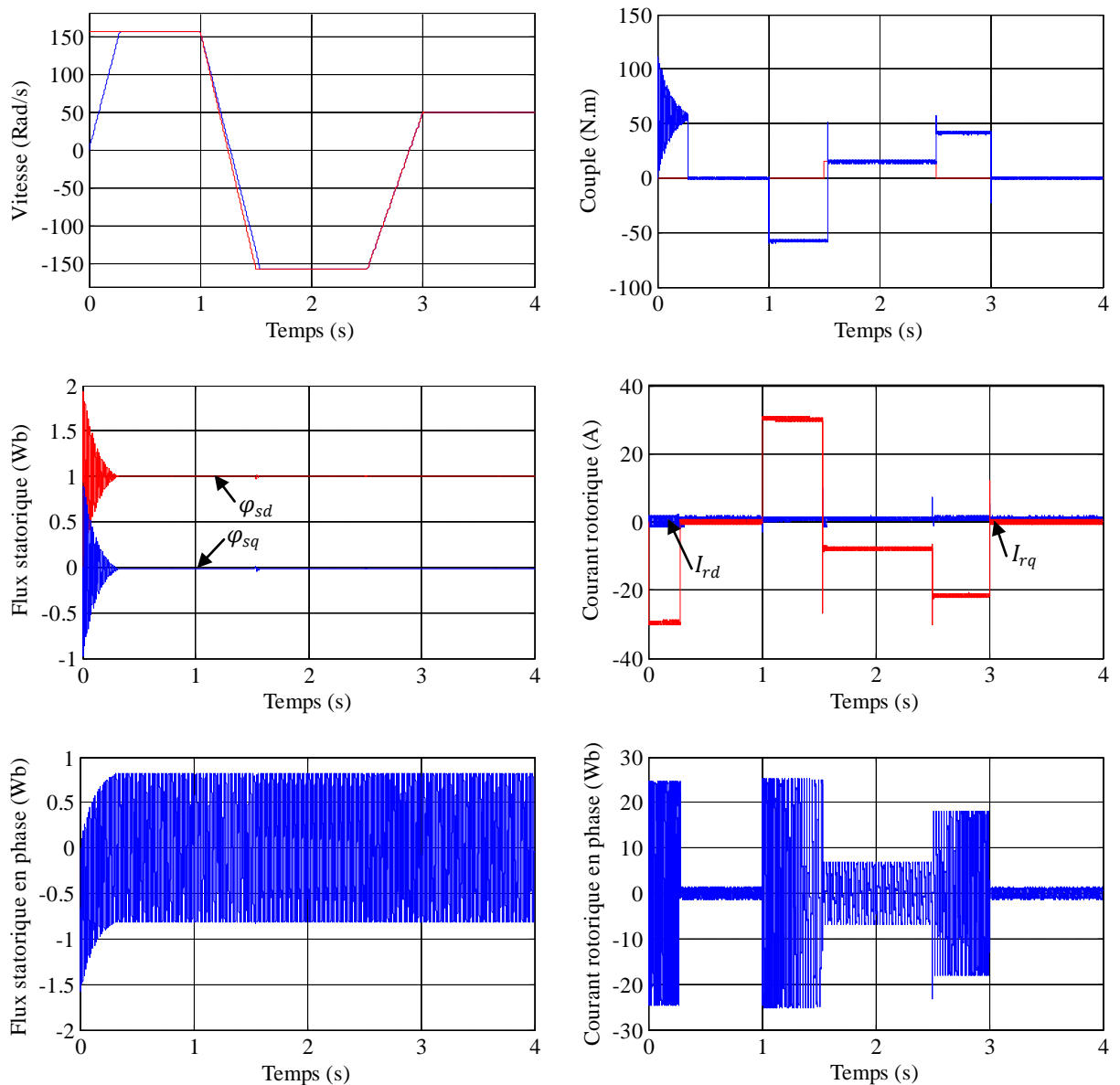


Figure (IV.40) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

IV.9.1.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (IV.41) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple, les courants rotoriques et les flux statoriques lors de la variation de la résistance rotorique R_r de +100% entre les instants $t=1.5s$ et $t = 2.5s$. On remarque que la vitesse, le couple et le flux ne change pas. Le courant présente une variation de son module selon la charge appliquée.

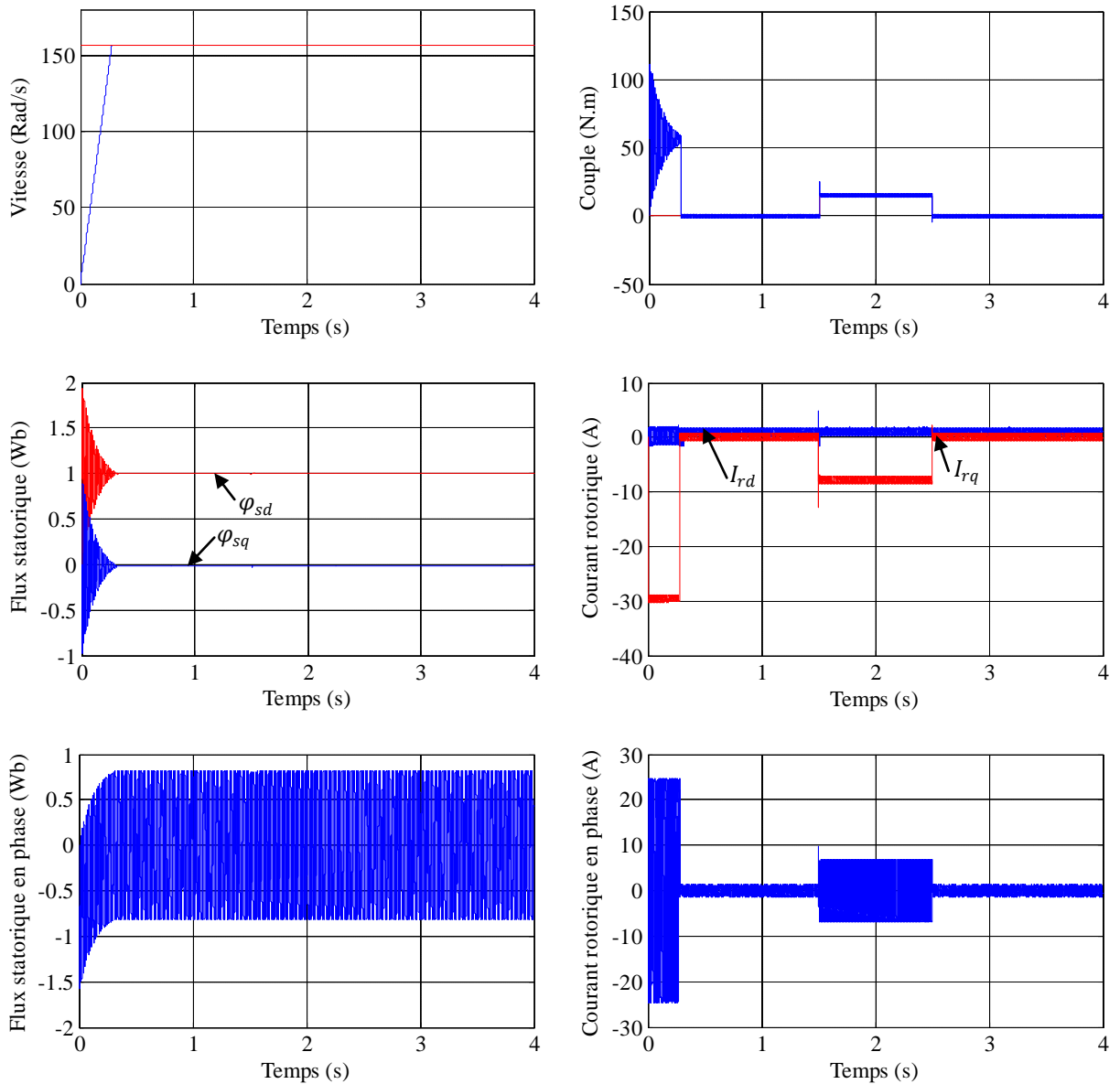


Figure (IV.41) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

IV.9.1.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de résistance statorique

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale. La figure (IV.42) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. Les résultats montrent que la variation du R_s ne présente aucun changement sur les courbes de la vitesse et de flux. Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve la robustesse de cette commande vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

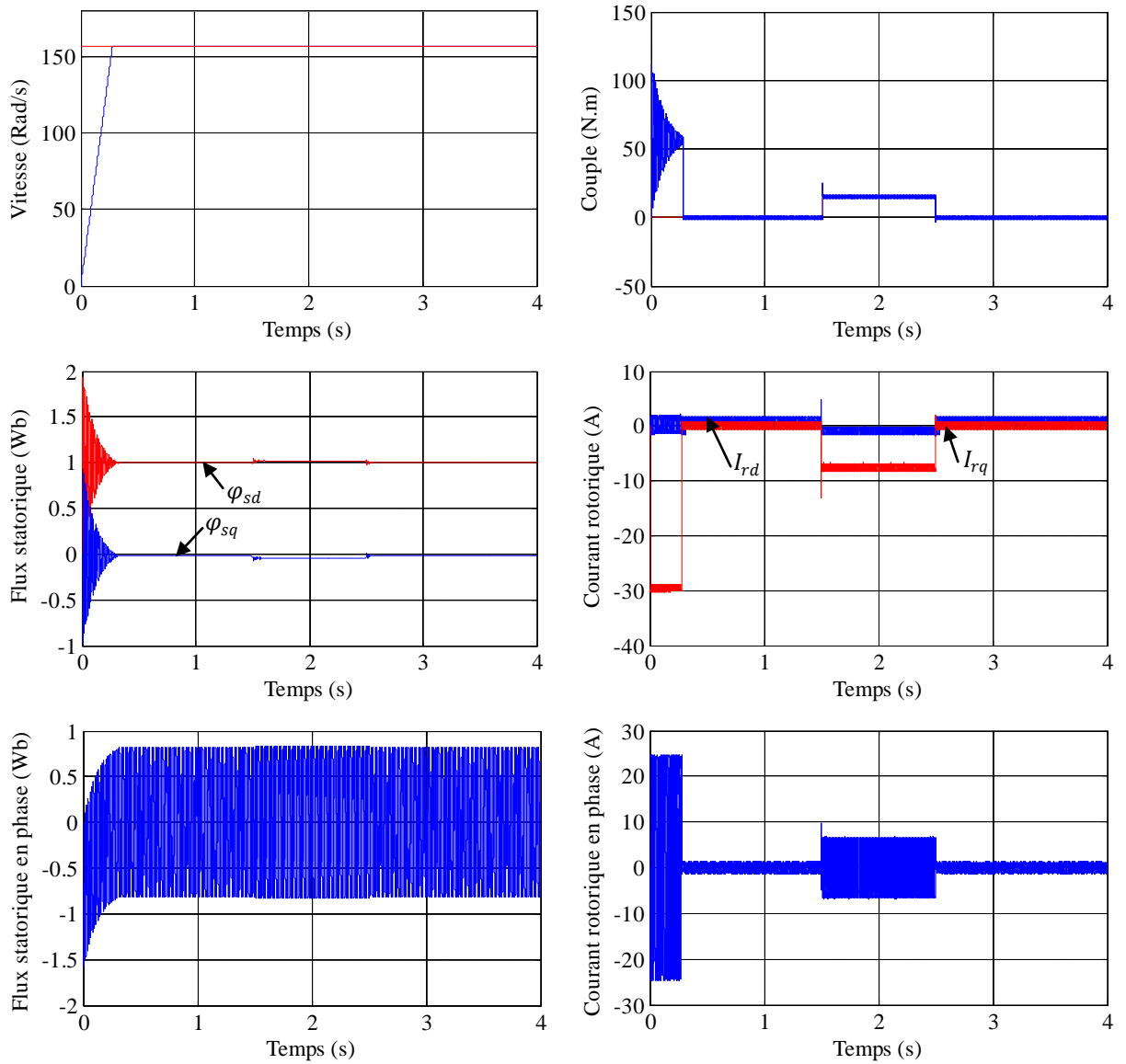
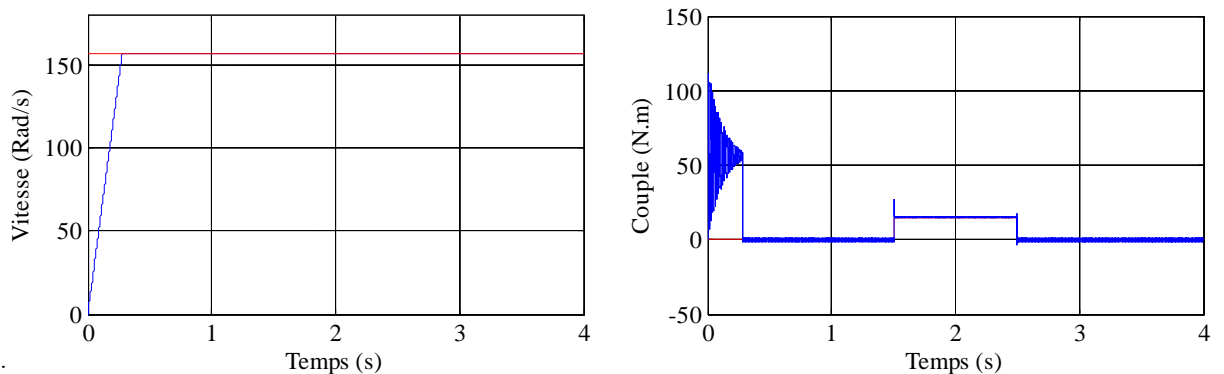


Figure (IV.42) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

IV.9.1.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

Les résultats de simulation dans le cas de la variation de l'inductance rotorique (L_r) de +20% entre les instants $t = 1.5$ s et $t = 2.5$ s sont regroupés dans la figure (IV.43). On peut constater que la variation au niveau de L_r ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques.



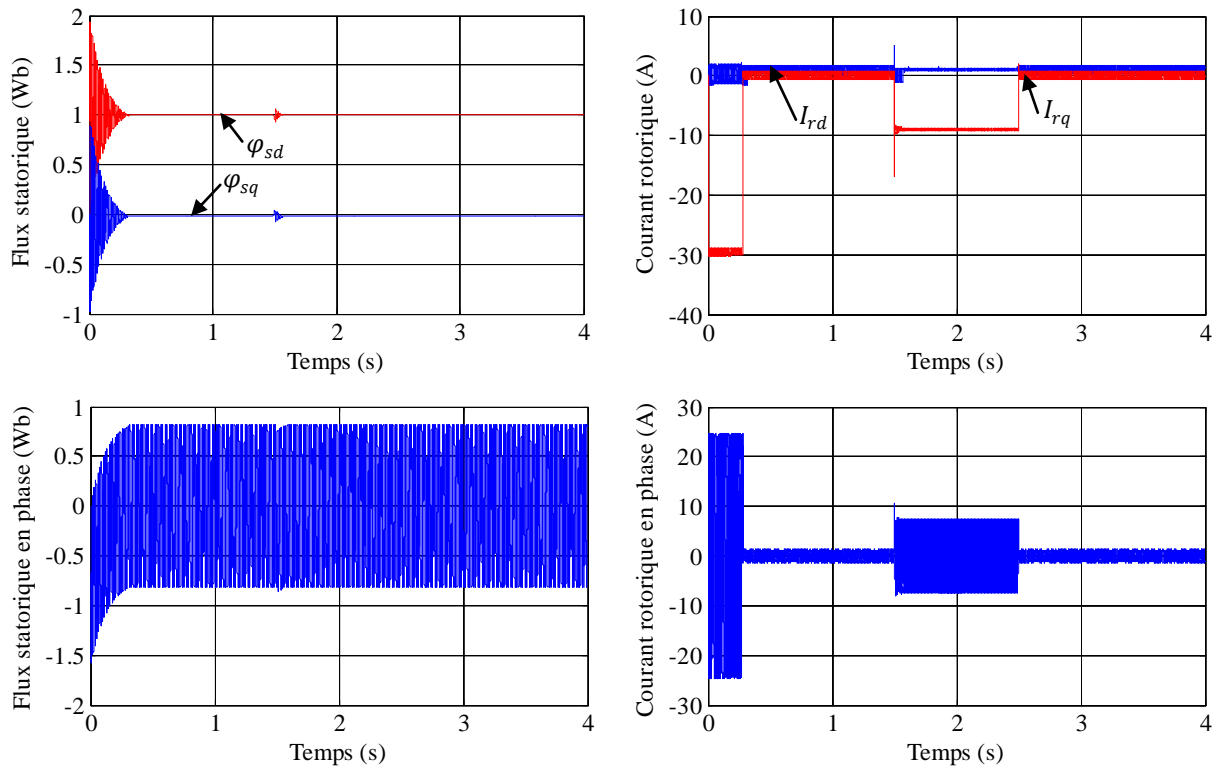
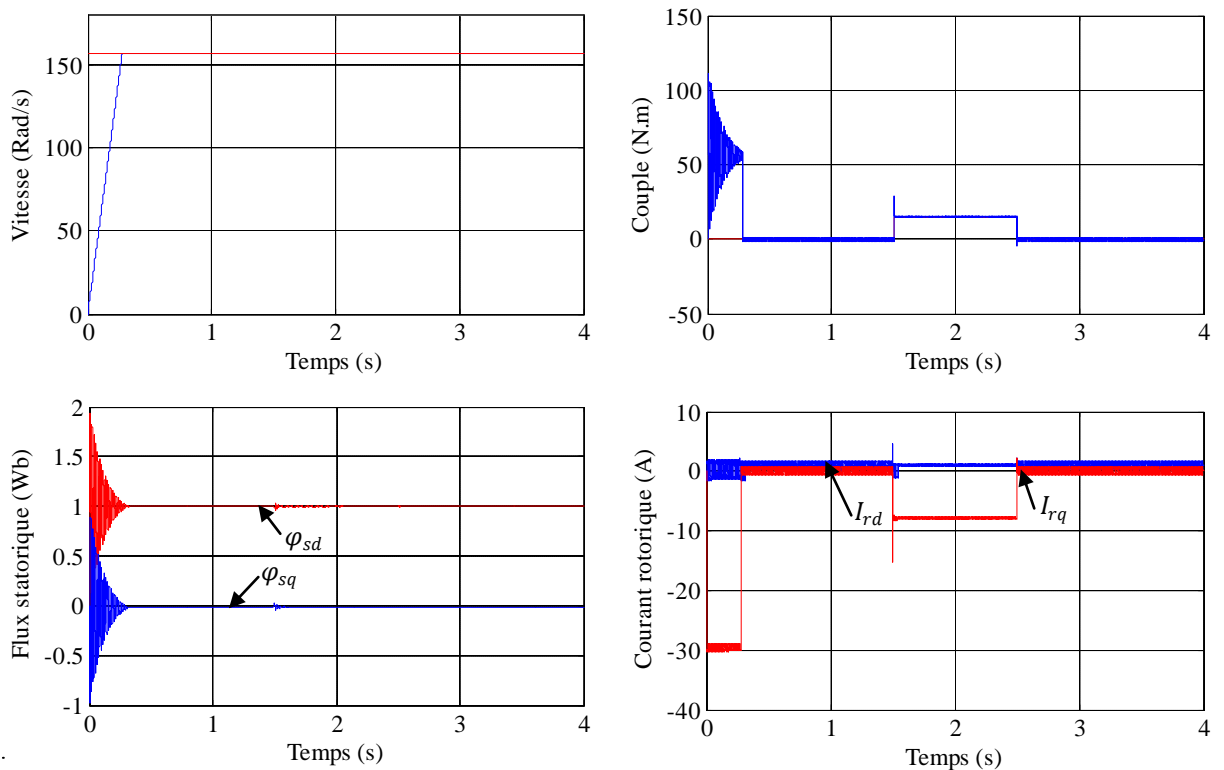


Figure (IV.43) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

IV.9.1.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Les résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale sont regroupés dans la figure (IV.44). Les résultats montrent la robustesse de la commande utilisée. Le flux présente un petit pic à l'instant de l'application de la variation du L_s , le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.



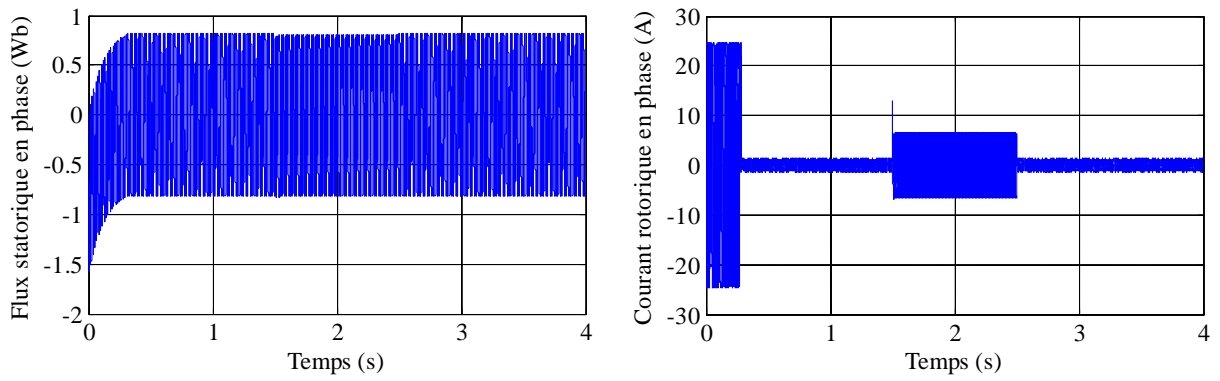


Figure (IV.44) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

IV.9.1.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Le dernier test de robustesse de la commande, concerne la variation de moment d'inertie J de +50%. Les résultats, figure (IV.45), montrent que cette variation ne présente aucun changement sur les courbes de la vitesse et de flux. Le découplage est toujours maintenu.

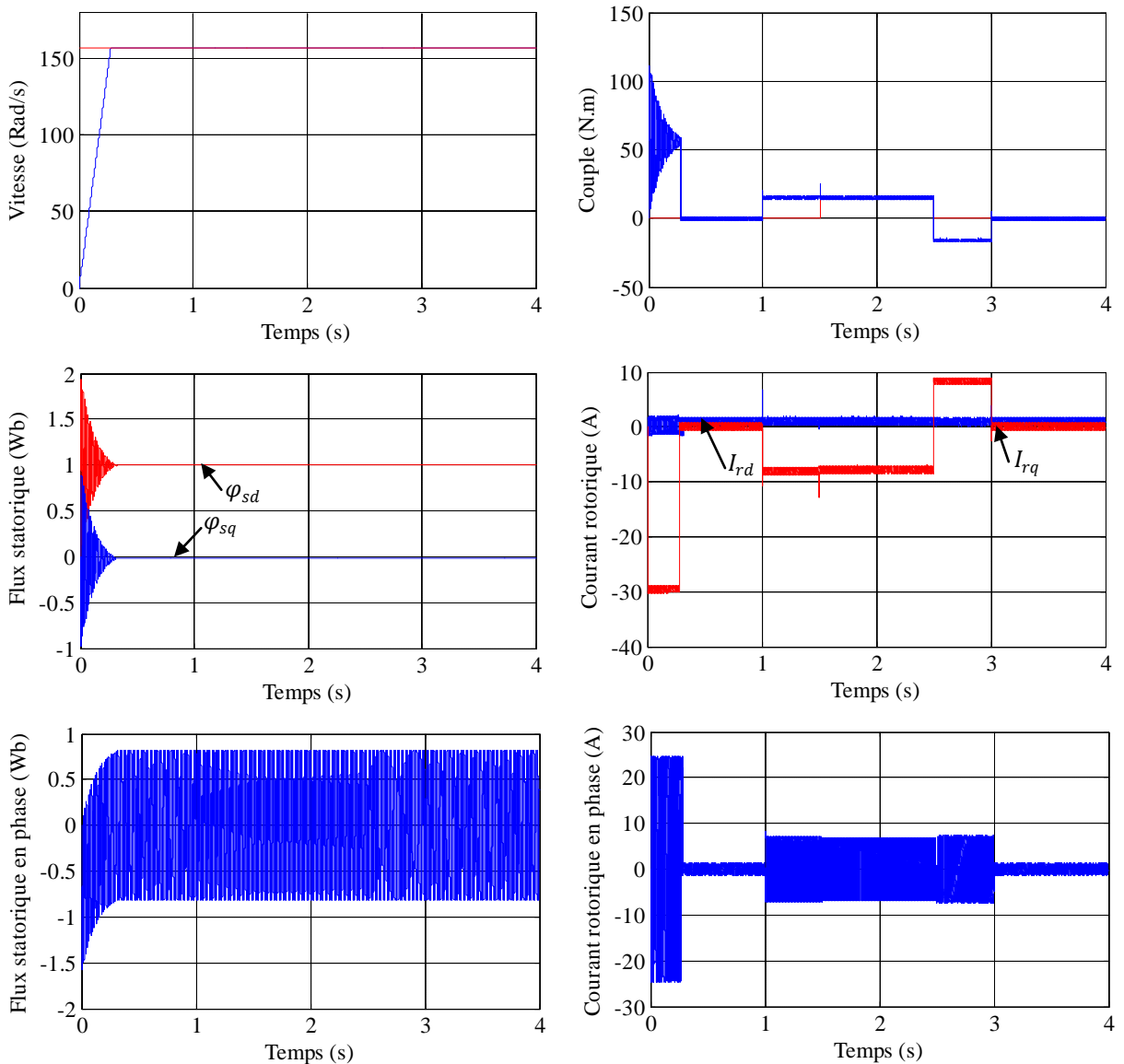


Figure (IV.45) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

IV.9.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus pour les différents tests de robustesse (augmentation de la charge, variation de sens de la vitesse, augmentation de la résistance rotorique R_r , de la résistance statorique R_s , de l'inductance rotorique L_r , de l'inductance statorique L_s et du moment d'inertie J) montrent bien l'insensibilité de la commande glissant floue type-2 aux variations de celle-ci comme illustrent dans les figures (IV.39), (IV.40), (IV.41), (IV.42), (IV.43), (IV.44) et (IV.45), où la vitesse et le couple suivent leur valeur de référence sans oscillations et sans dépassement. Les flux statoriques suivent leurs valeurs de références dans les différents tests de robustesse.

Les résultats de simulation sont meilleurs comparativement aux commandes précédentes. Donc on peut dire que la commande glissant-floue type-2 est robuste aux perturbations externes et aux variations paramétriques contrairement à la commande par mode de glissant et la commande glissant floue type 1.

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, après avoir introduit la théorie des modes de glissement, nous avons présenté une loi de commande de la machine asynchrone à double alimentation utilisant la même technique de l'orientation de flux statorique. Des résultats de simulations ont été présentés de notre loi de commande avec différents tests de robustesse.

Afin d'améliorer les réponses générées par notre moteur, deux autres lois de commande utilisant aussi la technique des modes glissants ont été proposé. Le premier, est la commande hybride glissant floue du type 1 et le deuxième en change la technique de l'intelligence artificielle floue type 1 par le floue du type 2. Les résultats de simulations de ce dernier ont été comparée avec deux autres commandes déjà existantes, à savoir la commande par mode de glissant et la commande hybride glissant floue type 1.

Il n'est pas toujours évident de synthétiser des surfaces de glissement pour une loi de commande. Dans ce qui suivre et après avoir introduit la théorie du backstepping, on va proposer une méthode systématique pour la synthèse de ces surfaces de glissement. Cette méthode est basée sur la technique du backstepping.

Chapitre V :

Commande par backstepping et backstepping-floue type 1 de la MADA

V.1 Introduction

La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente des systèmes non linéaires. Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leur concevoir des lois de commande intermédiaires [208-213].

D'autre part, la commande par backstepping a été appliquée pour différents moteurs électriques en particulier le moteur asynchrone à double alimentation [7, 106, 125, 187]. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale [23, 214]. Sachant que l'on peut considérer une surface de glissement comme étant un cas particulier de fonction de Lyapunov, et que le backstepping est une méthode intéressante pour trouver la fonction de Lyapunov permettant de stabiliser un système donné [215].

Ce dernier chapitre présente l'application du backstepping à la commande de la MADA, basée sur le principe de l'orientation du flux statorique. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov (voir l'annexe [E]). La commande obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et réelles. Ensuite, nous avons proposé une commande hybride backstepping-floue dans le but d'améliorer les réponses dynamiques de la machine. À la fin du chapitre, nous avons présenté une étude comparative entre les différentes techniques de commande appliquées.

V.2 Généralités sur la technique du Backstepping

La technique de backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) [216] est inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) [217] d'une part et Tsinias (1989) [218] et Kokotovic & Sussmann (1989) [219] d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant [220].

Cette technique est une procédure récursive utilisant la théorie de Lyapunov dans la recherche du pseudo-commande et dans la preuve de stabilité. Il s'agit de choisir une fonction de l'état comme étant l'entrée d'un sous-système et de procéder de la même manière récursivement jusqu'à obtenir la commande à appliquer au système global [25].

V.2.1 Notion de systèmes linéaires et non linéaires

V.2.1.1 Systèmes linéaires

Un système physique est linéaire si la relation entre les grandeurs d'entrée et la ou les grandeurs de sortie est une équation différentielle linéaire à coefficients constants, là où on peut appliquer le théorème de superposition.

Les systèmes linéaires peuvent présenter des défauts, tel qu'une précision insuffisante, une mauvaise stabilité, un temps de réponse trop lent, ou un dépassement trop important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système linéaire à asservir un bloc correcteur [221, 21], dont l'objectif est :

- Améliorer les caractéristiques de précision, de stabilité et de rapidité du système.
- Rendre le système stable qui ne l'était pas.
- Augmenter le degré de stabilité du système.

V.2.1.2 Systèmes non linéaires

Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont les systèmes physiques qui sont régis par des équations différentielles à coefficients variables. Autrement dit, le principe de superposition ne s'applique pas. L'application des techniques classiques de commandes linéaires connues aux systèmes non linéaires nécessite la linéarisation de ces derniers.

– *Linéarisation autour d'un point de fonctionnement :*

Un système non linéaire peut être représenté mathématiquement par une relation $y = f(x)$ donné par exemple dans la figure (V.1). La linéarisation de ce modèle mathématique autour d'un point de fonctionnement ou point d'opération [223], est réalisée en considérant un ensemble de tangentes à ces points (x_0) caractérisé par un ensemble d'intervalle $[x_{i-1} \ x_{i+1}]$.

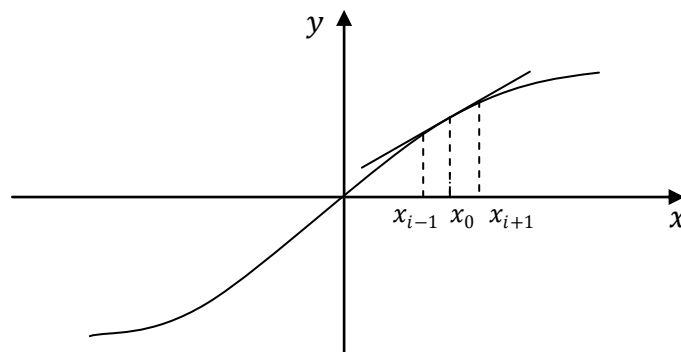


Figure (V.1) : Principe de linéarisation autour d'un point de fonctionnement.

– *Linéarisation par retour d'état :*

Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. Elle consiste à trouver un état et à transformer partiellement ou complètement les systèmes dynamiques non linéaires en systèmes dynamiques linéaires d'une

manière algébrique. Par conséquent cette nouvelle approche permet l'utilisation des techniques classiques de commande linéaire [223].

V.2.2 Principe du contrôle par Backstepping

La technique du backstepping est une approche relativement récente de commande des systèmes non linéaires [215]. C'est une technique permettant de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante.

L'idée principale du backstepping, est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour le système non linéaire en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leur concevoir des lois de commandes intermédiaires. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non-linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation [213, 215].

Comme la majorité des méthodes de commande étudiées, l'application de la technique du backstepping sont limitées à certaines classes de systèmes. Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire.

La forme générale du système à analyser est donnée par [187, 224] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + \psi_1(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 &= x_3 + \psi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n + \psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \cdot \theta \\ \dot{x}_n &= \beta(x) \cdot u + \psi_n(x)^T \cdot \theta \end{aligned} \quad (\text{V.1})$$

Le schéma bloc représentent un tel système non linéaire d'ordre n avec $\beta(x) = 1$ est donné par la figure (V.2).

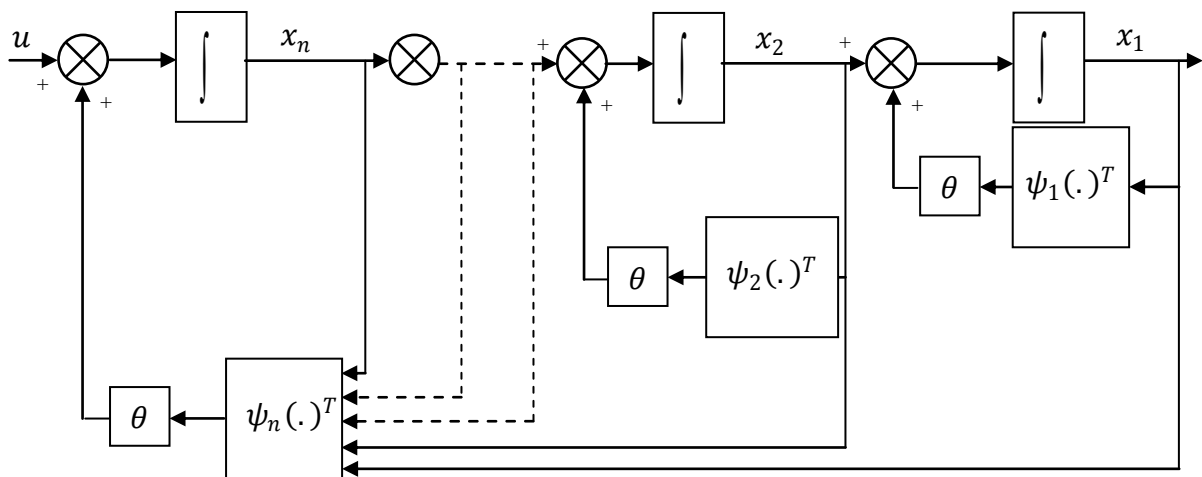


Figure (V.2) : Schéma bloc d'un système sous forme triangulaire d'ordre n .

Les variations des paramètres non mesurables et inconnus d'un système donné affectent les performances de sa commande utilisant un régulateur à paramètres fixes. Ces variations sont provoquées par des perturbations paramétriques agissant sur le procédé, en plus des perturbations agissant sur les variables à réguler.

L'idée de base du Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous-système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous-système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système. Dans cette partie, l'idée principale de la technique du Backstepping est démontrée par son application à travers deux exemples, du deuxième et du troisième ordre.

V.2.2.1 Système du second ordre

Considérons le système du second ordre suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + \psi_1(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 &= \beta(x) \cdot u + \psi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \\ y &= x_1\end{aligned}\quad (\text{V.2})$$

Tel que :

θ : Vecteur paramétrique connu.

$\psi_2(x_1, x_2)$ et $\psi_1(x_1)$ sont des vecteurs de fonctions non linéaires lisses ($\psi_1(0) = 0$).

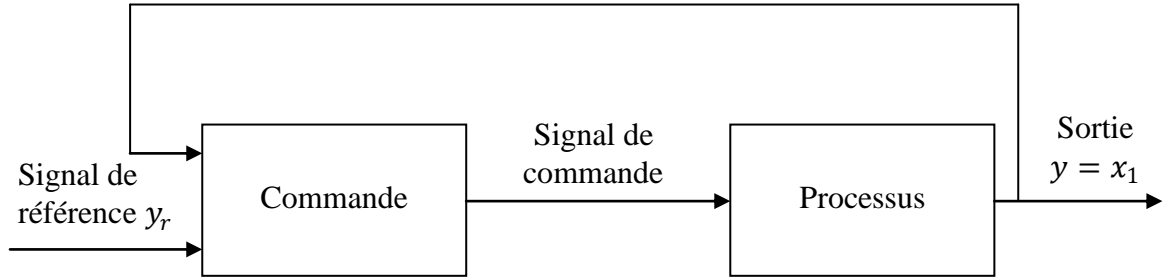


Figure (V.3) : Schéma de principe de la commande de système du second ordre.

Dans un premier temps, on considère le système non linéaire (V.2) avec les simplifications $\beta(x) = 1$ et $\psi_2(x_1, x_2) = 0$.

La conception du backstepping est récursive. D'abord, on choisit l'état x_2 comme étant la commande virtuelle de l'état x_1 , ensuite on adopte la fonction stabilisante suivante :

$$\alpha_1(x_1) = -k_1(x_1 - y_r) - \psi_1(x_1)^T \cdot \theta \quad (\text{V.3})$$

Avec : k_1 un gain positive.

Cette solution est conçue pour stabiliser l'équation (V.2), on définit alors les erreurs suivantes :

$$\begin{aligned}z_1 &= x_1 - y_r \\ z_2 &= x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r\end{aligned}\quad (\text{V.4})$$

Alors, le système complet (V.2) peut être formulé en utilisant les nouvelles coordonnées z_1 et z_2 :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \dot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \cdot \dot{y}_r\end{aligned}\quad (\text{V.5})$$

Pour le système d'équations (V.5), on va concevoir une loi de commande $u = \alpha_2(x_1, x_2)$ afin de rendre la dérivée de la fonction de Lyapunov définie négative. Cet objectif peut être complété par une simple fonction de Lyapunov définie positive :

$$v = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (\text{V.6})$$

La dérivée de (V.6) le long de la trajectoire donne :

$$\begin{aligned} \dot{v} &= z_1\dot{z}_1 + z_2\dot{z}_2 \\ \dot{v} &= -k_1z_1^2 + z_2 \left[u + z_1 - \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \dot{y}_r - \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1} \cdot \dot{y}_r \right] \end{aligned} \quad (\text{V.7})$$

Pour garantir la condition de stabilité de Lyapunov ($\dot{v} < 0$), la commande u est choisie par :

$$u = \alpha_2(x_1, x_2) = -k_2z_2 - z_1 + \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + \psi_1(x_1)^T \cdot \theta) + \dot{y}_r + \frac{\partial\alpha_1}{\partial x_1} \cdot \dot{y}_r \quad (\text{V.8})$$

Donc :

$$\dot{z}_2 = -k_2z_2 - z_1 \quad (\text{V.9})$$

Avec : $k_2 > 0$

Dans ces conditions la dérivée de v devient :

$$\dot{v} = -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 \leq 0 \quad (\text{V.10})$$

Ce qui signifie que l'équilibre est atteint et le système est asymptotiquement stable. Le système des erreurs z en boucle fermée résultant est linéaire stable de la forme :

$$\dot{Z} = A \cdot Z \quad (\text{V.11})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix}, Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}$$

La solution dans ce cas se traduit par :

$$Z = Z(0) \cdot \exp(-A \cdot t) \quad (\text{V.12})$$

L'équation (V.12) montre que les erreurs z convergent bien vers zéro. Le schéma bloc de la figure (V.4) présente la commande d'un système non linéaire dont le calcul de la commande u se fait par backstepping.

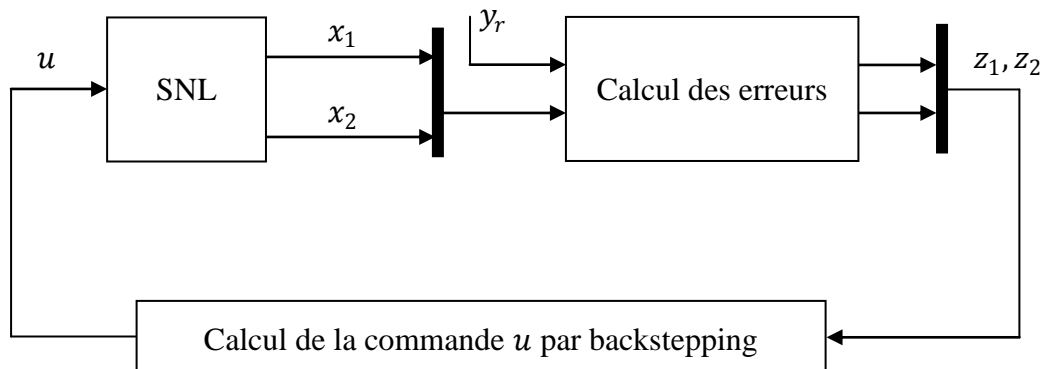


Figure (V.4) : Schéma de principe du contrôle par backstepping.

V.2.2.2 Système du troisième ordre

Considérons le système du troisième ordre suivant:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + \psi_1(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 &= x_3 + \psi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_3 &= u \\ y &= x_1\end{aligned}\tag{V.13}$$

Avec :

$$\beta(x) = 1, \psi_3(x_1, x_2, x_3) = 0 \text{ et } \psi_2(0,0) = 0.$$

Le système étant du 3^{ème} ordre, la conception par le Backstepping est exécutée en trois étapes :

Etape 1 :

Pour le premier sous-système, l'état x_2 est choisit comme commande virtuelle de l'état x_1 . On considère l'erreur entre le variable x_1 et la grandeur de référence y_r .

$$z_1 = x_1 - y_r\tag{V.14}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 + z_2\tag{V.15}$$

z_2 est exprimée par :

$$z_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r\tag{V.16}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1(x_1) - \ddot{y}_r\tag{V.17}$$

La première fonction de Lyapunov est :

$$v_1 = \frac{1}{2} z_1^2\tag{V.18}$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{v}_1 &= \dot{z}_1 z_1 = (\dot{x}_1 - \dot{y}_r) \cdot z_1 \\ \dot{v}_1 &= -k_1 z_1^2 + z_2 z_1\end{aligned}\tag{V.19}$$

Etape 2 :

Prenons x_3 comme la commande virtuelle du deuxième sous-système et définissons l'erreur z_3 comme :

$$z_3 = x_3 - \alpha_2(x_1, x_2) - \dot{y}_r\tag{V.20}$$

Où : $\alpha_2(x_1, x_2)$ la fonction stabilisante donnée par l'équation :

$$\alpha_2(x_1, x_2) = -z_1 - k_2 z_2 - \psi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta \cdot \dot{\alpha}_1\tag{V.21}$$

En tenant compte des équations (V.14), (V.15), (V.16), l'équation (V.17) devient :

$$\dot{z}_2 = -z_1 - k_2 z_2 + z_2 z_3\tag{V.22}$$

La fonction de Lyapunov est :

$$v_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2\tag{V.23}$$

La dérivée de v_2 est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{v}_2 &= \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 \\ \dot{v}_2 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - z_2 z_3\end{aligned}\quad (\text{V.24})$$

Le terme $z_2 z_3$ sera éliminé dans l'étape suivante.

Etape 3 :

C'est l'étape finale. La dérivée de l'erreur z_3 est donnée par :

$$\dot{z}_3 = \dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r = u - \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r \quad (\text{V.25})$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_3 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (\text{V.26})$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned}\dot{v}_3 &= \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 + \dot{z}_3 z_3 \\ \dot{v}_3 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 (z_2 + u - \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r)\end{aligned}\quad (\text{V.27})$$

Pour que $\dot{v}_3 < 0$ il faut choisir la commande u tel que :

$$u = -k_3 z_3 - z_2 + \dot{\alpha}_2(x_1, x_2) + \ddot{y}_r \quad (\text{V.28})$$

Dans ce cas :

$$\dot{v}_3 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \quad (\text{V.29})$$

Où :

$$k_3 > 0.$$

Alors l'équation (V.25) devient :

$$\dot{z}_3 = -z_2 - k_3 z_3 \quad (\text{V.30})$$

La dynamique de toutes les erreurs z données sous forme matricielle :

$$\dot{Z} = A \cdot Z \quad (\text{V.31})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & +1 & 0 \\ -1 & -k_2 & 0 \\ 0 & -1 & -k_3 \end{bmatrix}, Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$$

La solution est donnée par : $Z = Z(0) \cdot e^{-A \cdot t}$

L'équation (V.31) donne une convergence des erreurs vers zéros par un bon choix des gains (k_1, k_2, k_3) et la sortie du système suit sa référence.

V.3 Application de la commande par backstepping à la MADA

La technique de commande par backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov. Il s'agit de choisir au départ une fonction de Lyapunov pour le premier sous-système et de l'augmenter au fur et à mesure que l'ont stabilisé les différents sous-systèmes successifs, pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale qui stabilise le système global [215, 225, 226].

L'approche du Backstepping, que nous allons appliquer à la commande de la machine asynchrone double alimentation, est basée sur le principe de l'orientation du flux statorique.

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} + V_{sq} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} = -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} = -(\omega_s - \omega) I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \end{cases} \quad (\text{V.32})$$

L'application du backstepping à la commande de la machine asynchrone à double alimentation est divisée en trois étapes.

Etape 1 :

Cette première étape consiste à identifier les erreurs z_1 et z_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} ainsi que le module du flux rotorique φ_{sd} et celui de référence φ_{sd}^{ref} .

$$\begin{aligned} z_1 &= \Omega_{ref} - \Omega \\ z_2 &= \varphi_{sd}^{ref} - \varphi_{sd} \end{aligned} \quad (\text{V.33})$$

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \\ \dot{z}_2 &= \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \dot{\varphi}_{sd} = \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(\frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{V.34})$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$v_1 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2) \quad (\text{V.35})$$

Alors, la dérivée de v_1 est donnée comme suit :

$$\dot{v}_1 = z_1 \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} \left(P \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} I_{rq} + f\Omega + C_r \right) \right) + z_2 \left(\dot{\varphi}_{sd}^{ref} - \left(\frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} + V_{sd} \right) \right) \quad (\text{V.36})$$

On choisie les fonctions stabilisantes :

$$\begin{cases} I_{rq}^{ref} = -\frac{J L_s}{p M \varphi_{sd}} \left(k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) \\ I_{rd}^{ref} = \frac{T_s}{M} \left(k_2 z_2 + \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \end{cases} \quad (\text{V.37})$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 \\ \dot{z}_2 &= -k_2 z_2 \end{aligned} \quad (\text{V.38})$$

La dérivée de la fonction de lyapunov par rapport au temps est :

$$\dot{v}_1 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 < 0 \quad (\text{V.39})$$

Avec :

$$k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0$$

Etape 2 :

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{aligned} z_3 &= I_{rq}^{ref} - I_{rq} = -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) - I_{rq} \\ z_4 &= I_{rd}^{ref} - I_{rd} = \frac{T_s}{M} \left(k_2 z_2 + \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) - I_{rd} \end{aligned} \quad (V.40)$$

Alors :

$$\begin{aligned} I_{rq} &= -\frac{JL_s}{pM\varphi_{sd}} \left(k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) - z_3 \\ I_{rd} &= \frac{T_s}{M} \left(k_2 z_2 + \dot{\varphi}_{sd}^{ref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) - z_4 \end{aligned} \quad (V.41)$$

On remplace l'expression des courants dans l'équation (V.34) on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 - \frac{PM\varphi_{sd}}{JL_s} z_3 \\ \dot{z}_2 &= -k_2 z_2 + \frac{M}{T_s} z_4 \end{aligned} \quad (V.42)$$

La dérivée de (V.40) nous donne :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= \dot{I}_{rq}^{ref} - \dot{I}_{rq} = \dot{I}_{rq}^{ref} - \left(\eta_1 + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \\ \dot{z}_4 &= \dot{I}_{rd}^{ref} - \dot{I}_{rd} = \dot{I}_{rd}^{ref} - \left(\eta_2 + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \end{aligned} \quad (V.43)$$

Où :

$$\begin{aligned} \eta_1 &= -(\omega_s - \omega) I_{rd} - \delta I_{rq} + \beta \omega \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sq} \\ \eta_2 &= -\delta I_{rd} + (\omega_s - \omega) I_{rq} + \alpha \varphi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} V_{sd} \end{aligned}$$

Etape 3 :

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2) \quad (V.44)$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + z_4 \dot{z}_4 \quad (V.45)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_3 \left(k_3 z_3 + \dot{I}_{rq}^{ref} - \eta_1 - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) + z_4 \left(k_4 z_4 + \dot{I}_{rd}^{ref} - \right. \\ &\left. \eta_2 - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) \end{aligned} \quad (V.46)$$

Où :

$$k_3 > 0 \text{ et } k_4 > 0$$

On choisie la commande comme suit :

$$\begin{aligned} V_{rq}^{ref} &= \sigma L_r (k_3 z_3 + i_{rq}^{ref} - \eta_1) \\ V_{rd}^{ref} &= \sigma L_r (k_4 z_4 + i_{rd}^{ref} - \eta_2) \end{aligned} \quad (V.47)$$

Ce qui rend $\dot{v}_2 < 0$.

La dérivée de l'erreur z_3 et z_4 sera comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= -k_3 z_3 \\ \dot{z}_4 &= -k_4 z_4 \end{aligned} \quad (V.48)$$

La forme matricielle des erreurs est donnée par :

$$\dot{Z} = A.Z \quad (V.49)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{PM\varphi_{sd}}{JL_s} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \frac{M}{T_s} \\ 0 & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \text{ et } [Z] = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}$$

La stabilité de la commande est obtenue si seulement si un bon choix des gains k_1 , k_2 , k_3 et k_4 .

V.3.1 Structure générale du contrôle par backstepping de la MADA

La figure (V.5) représente le principe de la commande par backstepping de la MADA. La première étape de la commande par backstepping consiste à générer les courants de i_{rd}^{ref} et i_{rq}^{ref} représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les grandeurs réelles des courants résulte de nouvelles erreurs z_3 et z_4 . Enfin on adapte la loi de commande V_{rd} et V_{rq} à partir de l'équation (IV.47) pour assurer la stabilité de la machine.

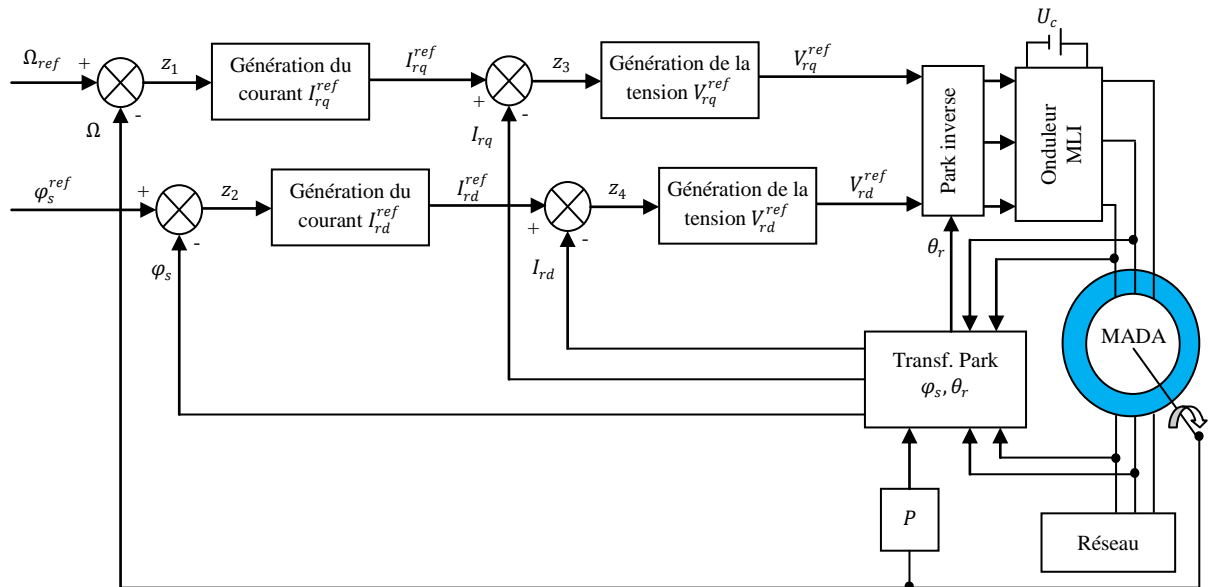


Figure (V.5) : Principe de la commande par backstepping de la MADA.

V.3.2 Résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté par la commande du backstepping. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande à savoir, la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique (résistance rotorique et statorique, l'inductance rotorique et statorique et le moment d'inertie).

V.3.2.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation de la MADA commandée par backstepping sous une charge nominale sont regroupés dans la figure (V.6). Les courants présentent des grandeurs sinusoïdales, la vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157 (rad/s). On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs, ainsi le principe de la commande vectorielle est vérifié.

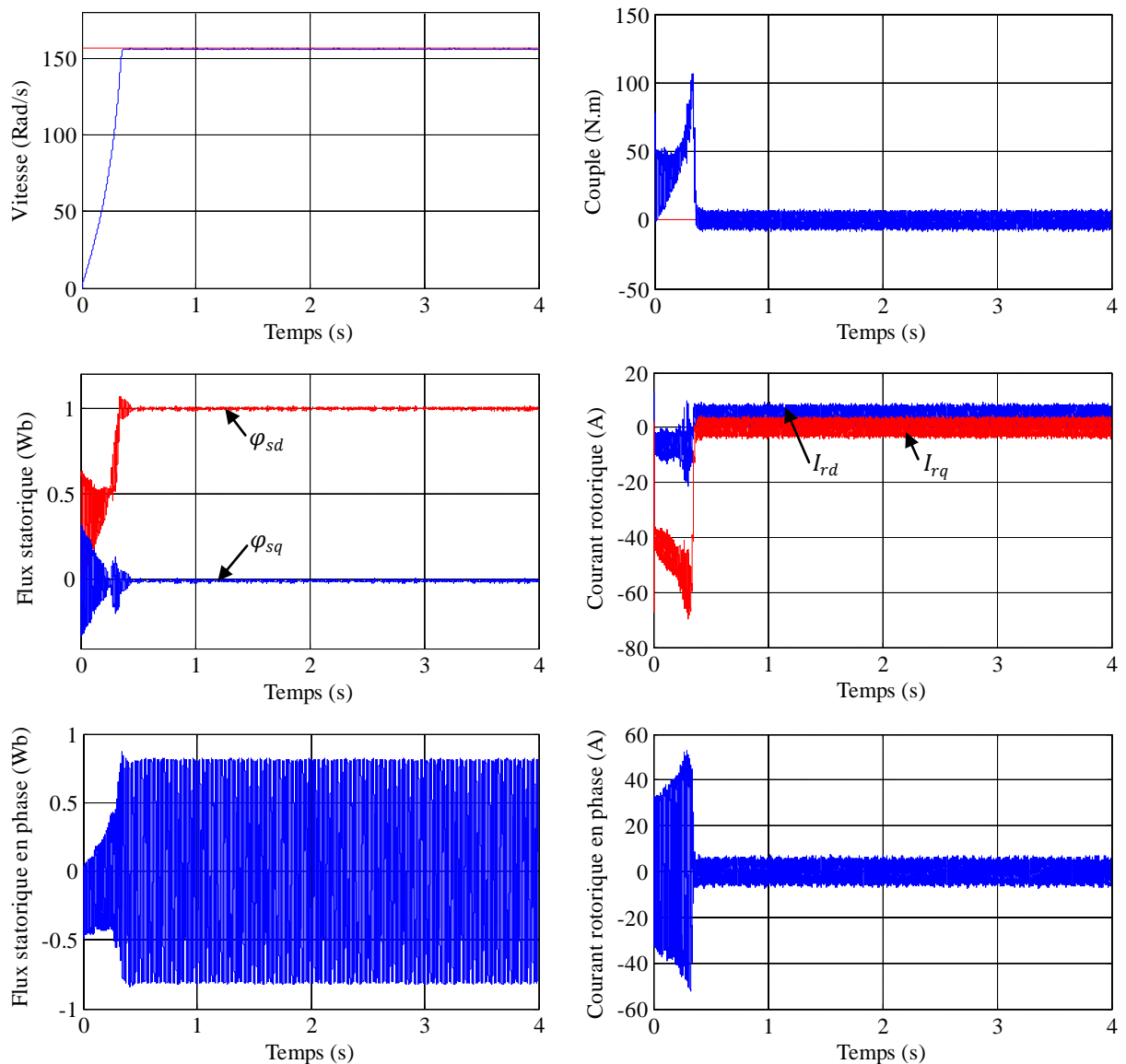


Figure (V.6) : Commande par backstepping de la MADA dans le régime nominal.

V.3.2.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale, entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$, on lui applique une autre charge de valeur $C_r = 15N.m$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (V.7). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, de flux et des courants une petite augmentation, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

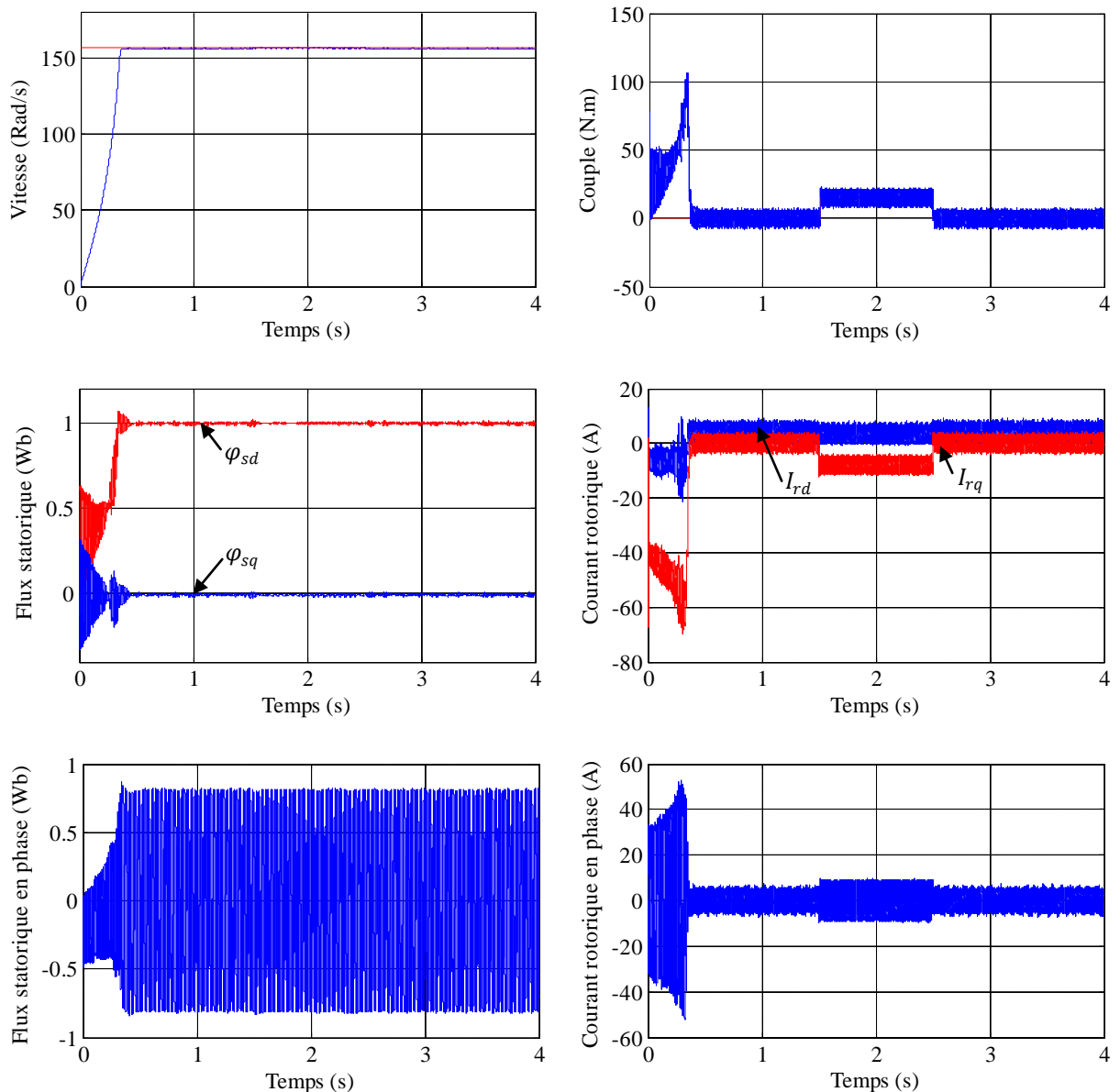


Figure (V.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

V.3.2.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale ($C_r = 0N.m$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. Ensuite, la machine est chargée par une valeur ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. À l'instant $t = 1.5s$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 2.5s$, la machine tourne à une faible vitesse de 50

rad/s. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (V.8), où sont présentés, la vitesse, le couple, le flux et les courants générés par le principe du backstepping.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant une erreur complètement nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. De même le flux statorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant un découplage parfait avec le couple ($\varphi_{sq} = 0Wb$). Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse au moment de la variation. Les courants présentent des grandeurs sinusoïdales au démarrage, après la variation de la vitesse $\Omega = 50rad/s$ on remarque que l'amplitude diminue.

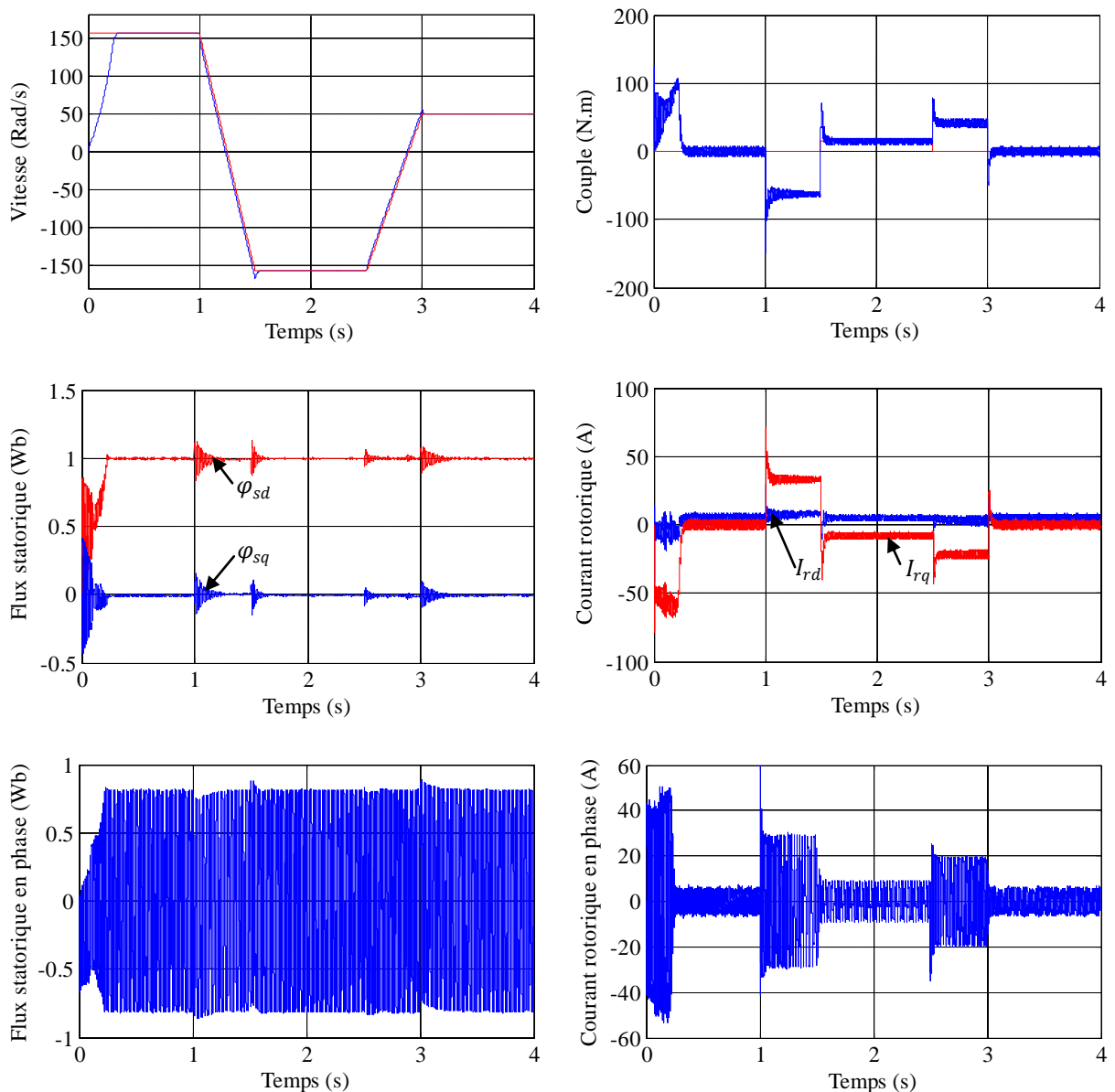


Figure (V.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

V.3.2.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (V.9) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale due à l'échauffement de la machine. La variation de R_r sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats montrent que la

variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse de la machine, présentant une erreur de vitesse nulle. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les courants présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance et la charge.

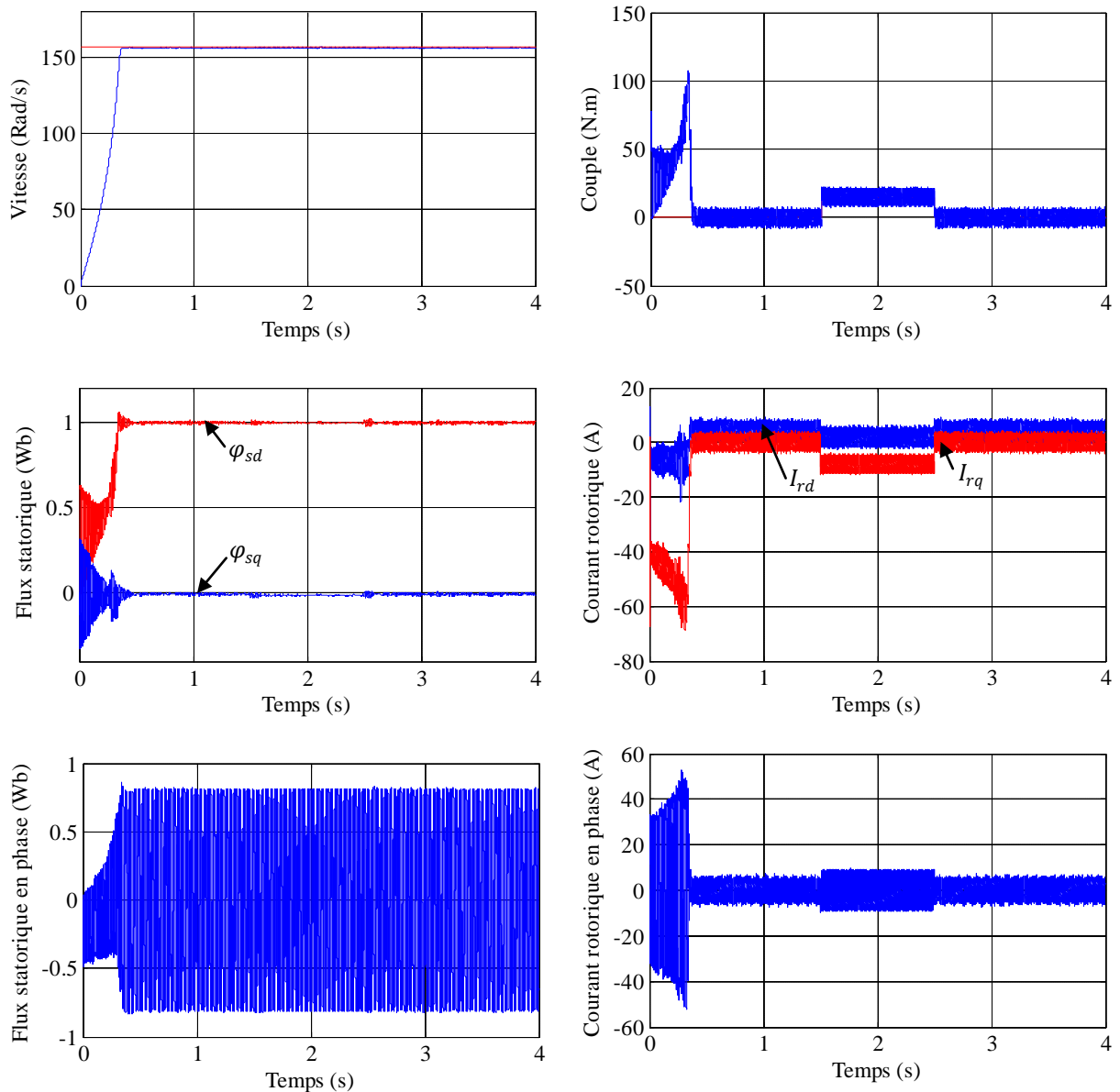


Figure (V.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

V.3.2.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique

Dans ce test de robustesse de la commande par backstepping de la machine asynchrone à double alimentation, concerne la variation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale, appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (V.10). Ils montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux (variation négligeable). Le découplage est toujours maintenu. Cela prouve que la commande par backstepping est robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

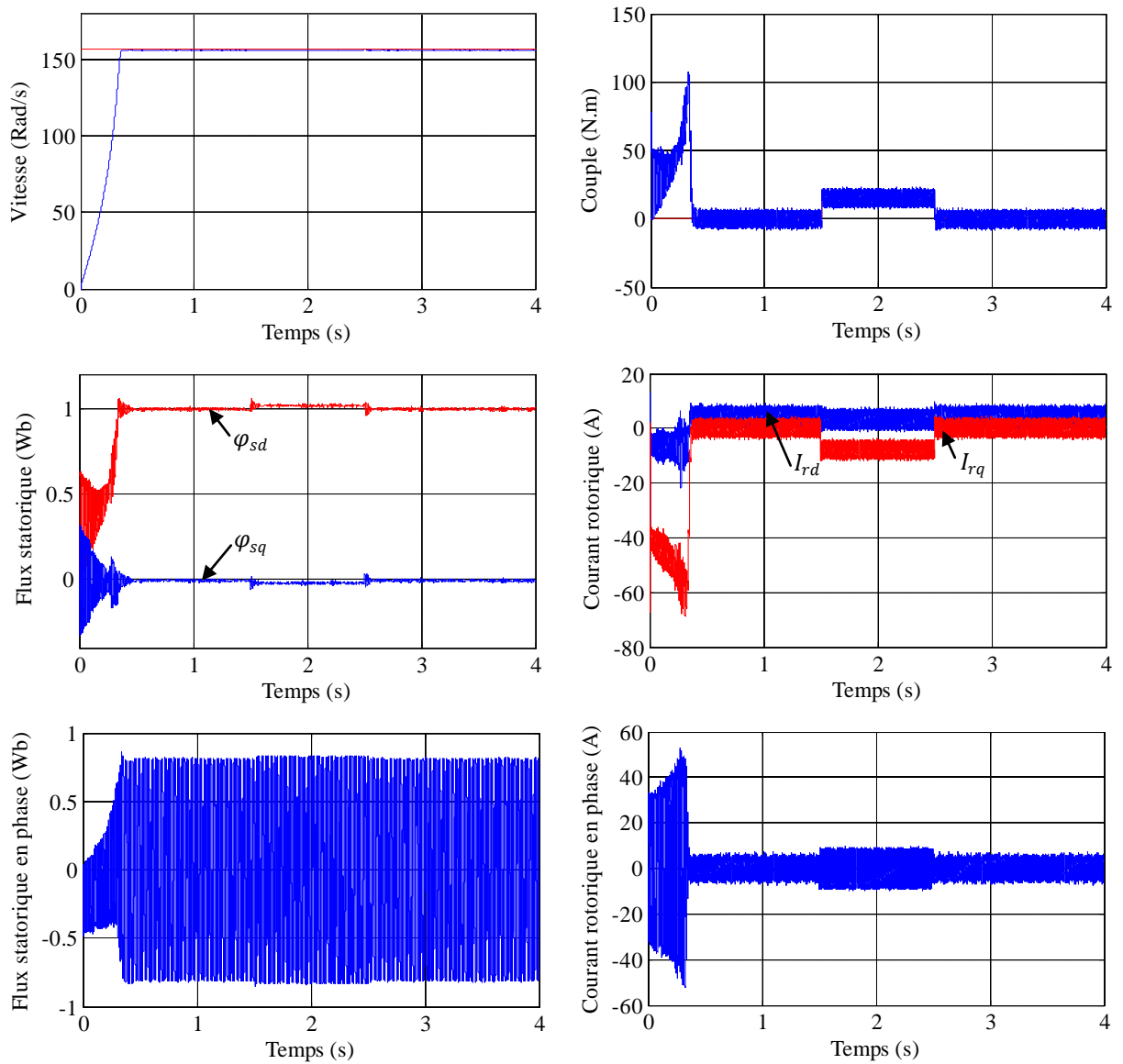
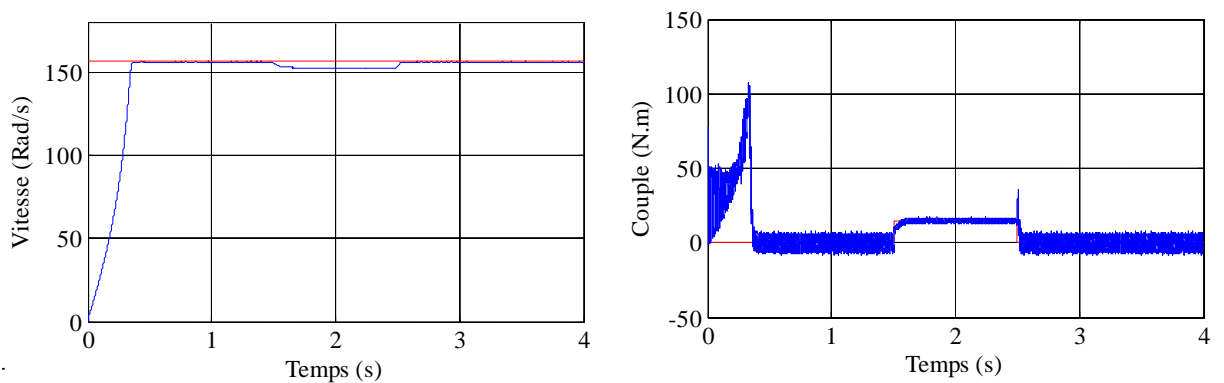


Figure (V.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

V.3.2.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

Dans ce test nous avons fait une variation de l'inductance rotorique (L_r) de +20% et de ($C_r = 15N.m$) entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (V.11). On peut constater, d'après les résultats que la variation de L_r provoque un effet désirable au niveau de la vitesse et le flux.



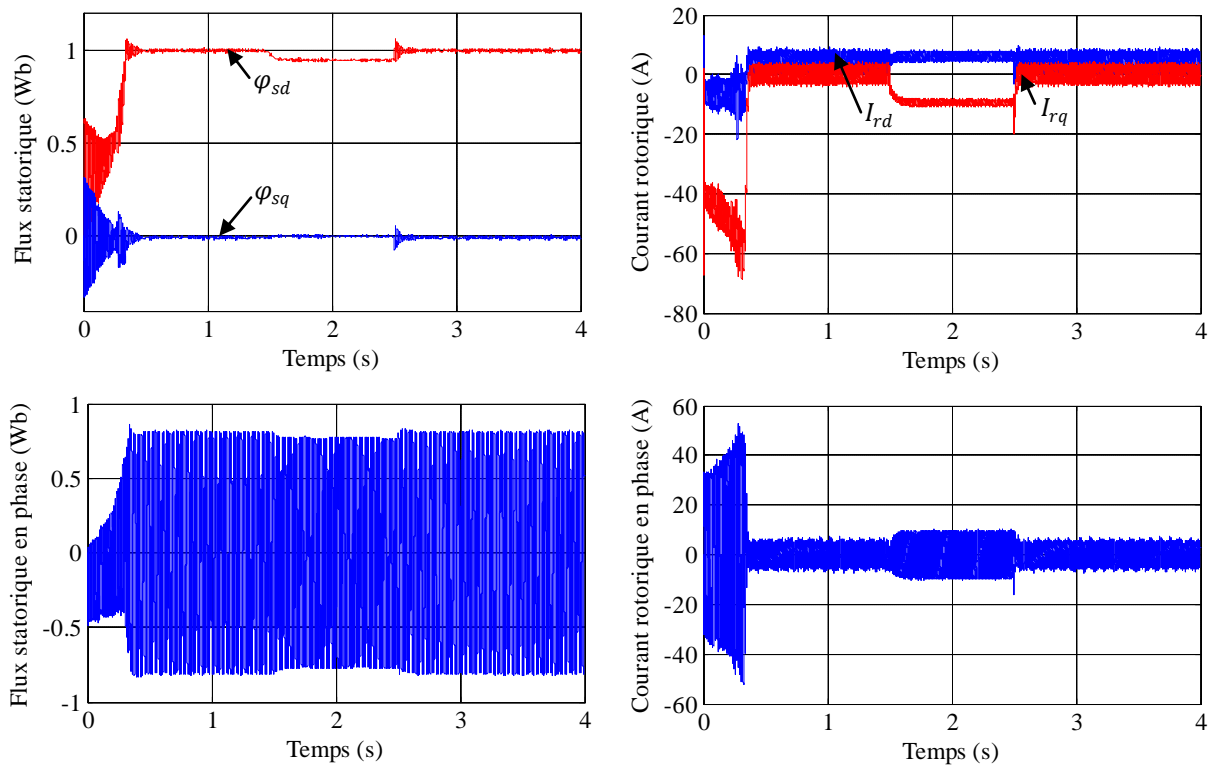
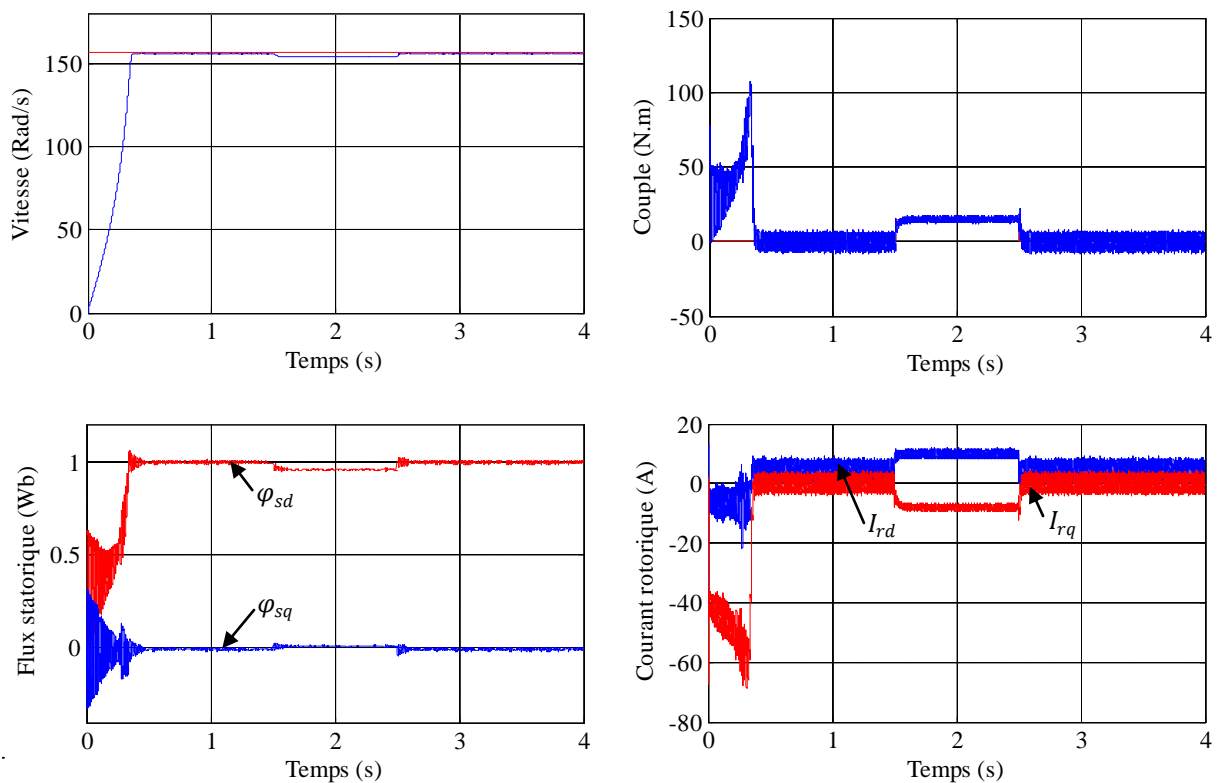


Figure (V.11) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

V.3.2.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

Les résultats de simulation du test de la variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale sont regroupés dans la figure (V.12). Ils montrent que la commande de backstepping non robuste de face à la variation de l'inductance statorique de la machine, ainsi que le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.



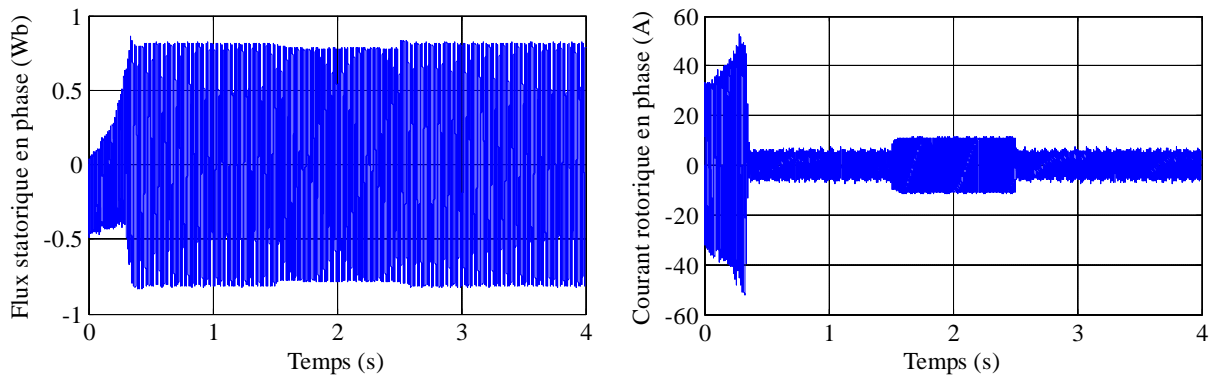


Figure (V.12) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

V.3.2.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Le dernier test de robustesse, nous avons fait une augmentation du moment d'inertie J de +50%. Les résultats sont regroupés dans la figure (V.13). On remarque des changements sur l'allure de la vitesse et le flux mais le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

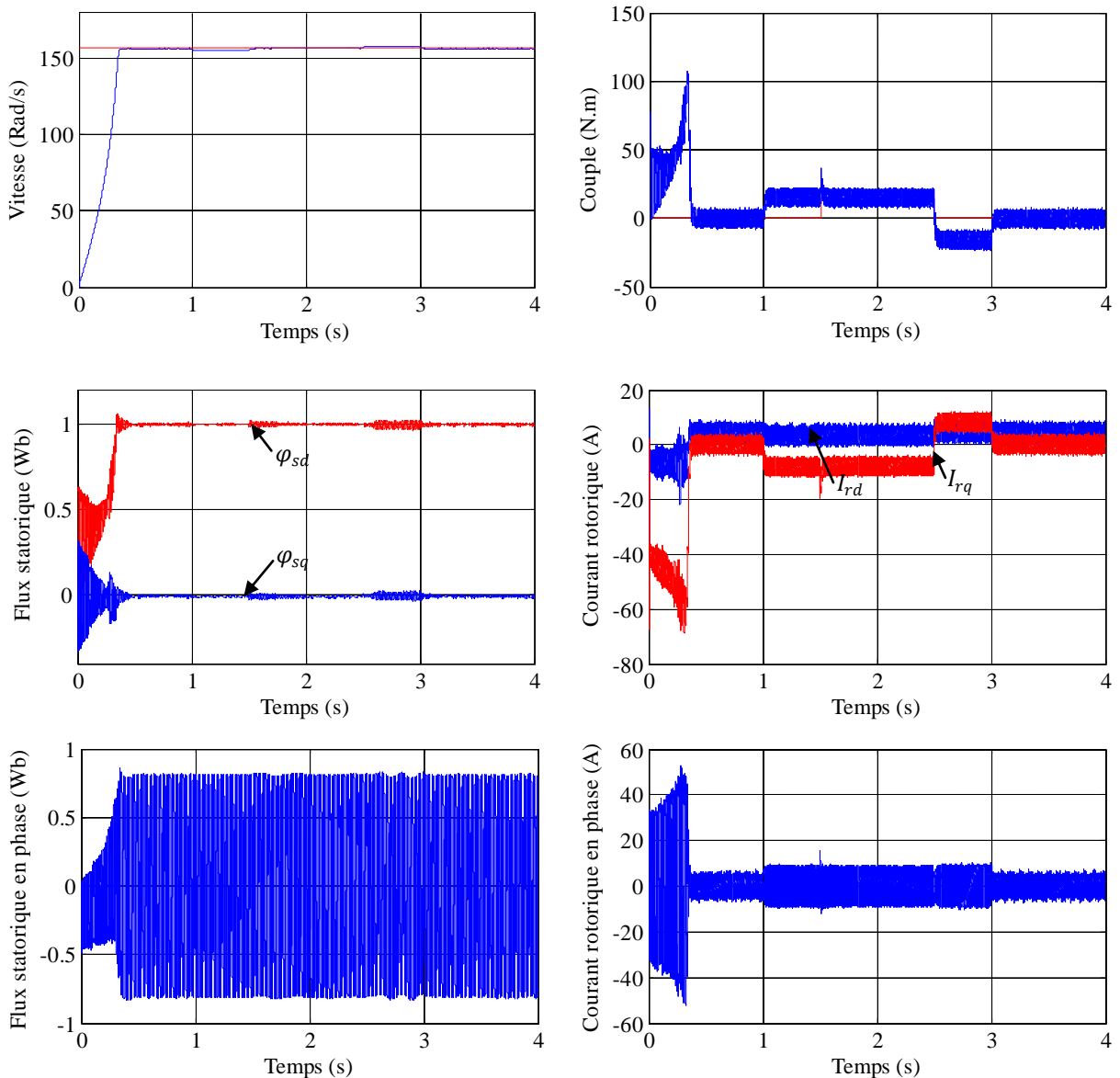


Figure (V.13) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

V.3.3 Interprétation des résultats

Au regard des résultats de simulation obtenus, nous pouvons remarquer les biens faits de la commande par backstepping. Pour les différents tests, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite faible pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent. On observe une bonne orientation du flux statorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique qui suit parfaitement le couple de référence. On observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. Aussi à l'application ou à la suppression du couple de charge, réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, afin de produire selon le cas une accélération ou une décélération, et ainsi rejoindre la vitesse de consigne.

La variation du moment d'inertie, l'inductance rotorique et l'inductance statorique n'ont que très peu d'influence sur l'orientation du flux, cependant la vitesse est affectée, surtout lors de l'application des perturbations, l'influence de leurs variations n'a pas été prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

Dans le but d'améliorer les résultats, dans la section qui suit nous avons proposé une autre technique, c'est la commande hybride entre la commande par backstepping et la technique de l'intelligence artificielle floue type 1.

V.4 Commande hybride backstepping-floue type 1

Cette section présente la conception d'une nouvelle commande non linéaire pour la machine asynchrone à double alimentation (MADA). La commande proposée est conçue à partir de la technique de commande du type Backstepping complété par un contrôleur flou du type 1 pour améliorer sa robustesse. En utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov, on montre que les dynamiques de poursuite de trajectoire sont asymptotiquement stables. Afin de simplifier la commande, nous appliquons la commande par orientation du flux statorique qui a l'avantage d'avoir un découplage entre le flux et le courant. Cette technique consiste à remplacer les gains des régulations de la commande de backsteppnig par un contrôleur flou du type 1 à une entrée est l'erreur entre la valeur mesurée et la valeur de référence.

Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et réelles sont nuls. La technique de commande proposée présente des hautes performances en régimes transitoires et permanents est aussi vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

V.4.1 Technique de commande par backstepping-floue type 1

La structure d'un système de contrôle flou complet est composée par les blocs suivants : Fuzzification, Base de connaissances, Moteur d'inférence, Défuzzification. La figure (V.14) montre la structure d'un contrôleur à logique floue [227].

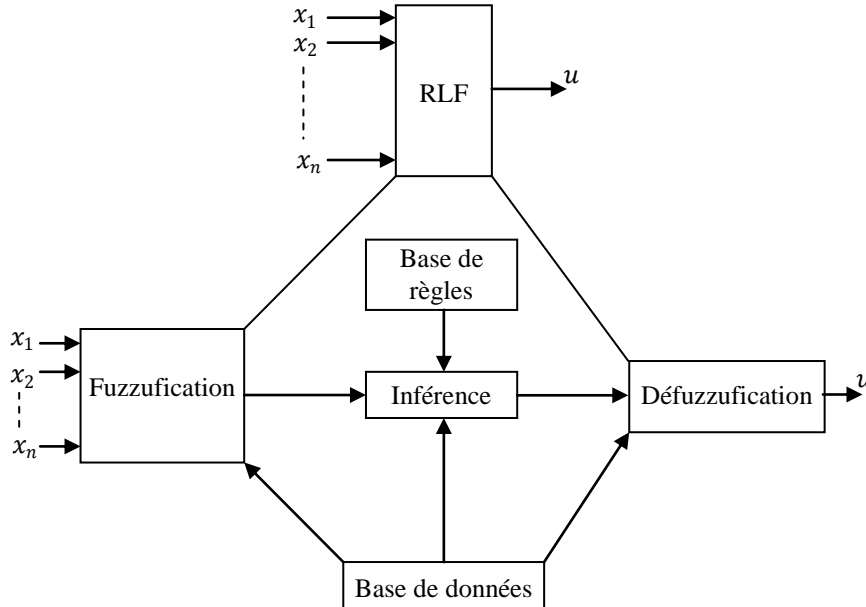


Figure (V.14) : Structure d'un contrôleur à logique floue.

Le module de fuzzification convertit les valeurs nettes des entrées de commande en valeurs floues. Une variable floue a des valeurs, qui sont définies par des variables linguistiques (ensembles flous ou sous-ensembles) telles que faible, moyenne, élevée, lente... où chacune est définie en variant progressivement la fonction d'appartenance. Dans la terminologie des ensembles flous, toutes les valeurs possibles qu'une variable peut supposer sont nommées univers du discours, et les ensembles flous (caractérisés par la fonction d'appartenance) couvrent tout l'univers du discours. Les ensembles de formes floues peuvent être triangulaires, trapézoïdaux, ..., etc. [228].

Un contrôle flou incorpore essentiellement l'intuition et l'expérience d'un opérateur humain, et parfois celles d'un concepteur et d'un chercheur. La base de données et les règles forment la base de connaissances qui est utilisée pour obtenir la relation d'inférence R . La base de données contient une description des variables d'entrée et de sortie à l'aide d'ensembles flous. La base de règles est essentiellement la stratégie de contrôle du système. Il est généralement obtenu à partir de connaissances d'experts ou d'heuristiques; il contient une collection d'instructions conditionnelles floues exprimées sous la forme d'un ensemble de règles IF-THEN, telles que :

$$\begin{aligned}
 R^{(i)}: & \quad \text{If } x_1 \text{ est } F_1 \text{ et } x_2 \text{ est } F_2 \dots \text{ et } x_n \text{ est } F_n \\
 & \quad \text{Then } Y \text{ est } G^{(i)}, i = 1, \dots, M
 \end{aligned}
 \tag{V.50}$$

Où :

(x_1, x_2, \dots, x_n) est le vecteur de variables d'entrée ;

Y est la variable de contrôle ;

M est le nombre de règles ;

n est le nombre de variables floues ;

(F_1, F_2, \dots, F_n) sont les ensembles flous.

Pour la base de règles donnée d'un système de contrôle, le contrôleur flou détermine la base de règles à déclencher pour la condition de signal d'entrée spécifique, puis calcule l'action de contrôle efficace (la variable floue de sortie) [228, 229].

L'opération de composition est la méthode par laquelle une telle sortie de contrôle peut être générée à l'aide de la base de règles. Plusieurs méthodes de composition, telles que max-min ou sup-min et max-dot ont été proposées dans la littérature.

La procédure mathématique de conversion des valeurs floues en valeurs nettes est connue sous le nom de « défuzzification ». Un certain nombre de méthodes de défuzzification ont été suggérées. Le choix des méthodes de défuzzification dépend généralement de l'application et de la puissance de traitement disponible. Cette opération peut être réalisée par plusieurs méthodes dont les méthodes de centre de gravité et de hauteur sont courantes [228, 229].

Le flou de supervision du type 1 de la méthode de réglage proposée contient des connaissances des opérateurs sous la forme IF-THEN, les règles décident des gains de contrôle k_i en fonction de l'état de fonctionnement actuel du système contrôlé. Ici, les règles de contrôle du système flou de supervision sont développées avec l'erreur e et la dérivée de l'erreur \dot{e} comme prémisse. $k_i, i = 1, \dots, 4$ comme conséquence de chaque règle [200, 230]. La structure générale du contrôleur proposé est donnée sur la figure (V.15).

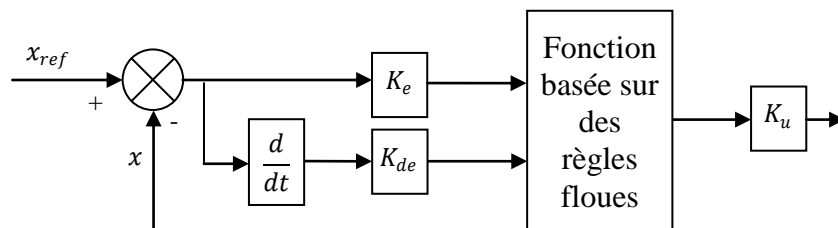


Figure (V.15) : Schéma fonctionnel du contrôleur flou.

Les fonctions d'appartenance pour les entrées et les sorties, comme illustré respectivement sur la figure (V.16) et la figure (V.17). La figure (V.18) montre la surface de commande floue du type 1 de k_i . Cette surface a été utilisée pour régler de manière adaptative k_i en ligne. Le domaine physique des entrées (e, \dot{e}) est dans la plage $\{-0,01, 0,01\}$ et celui de la sortie k_i est dans la plage $\{0, 2\}$, respectivement, sélectionné sur la base d'une approche par essais et erreurs. Les variables floues sont définies pour la base de règles comme, $(e, \dot{e}) =$

{NB (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big)}; $k_i = \{VVS$ (très très petit), VS (très petit), S (petit), M (moyen), B (grand), VB (très grand) et VVB (très très grand)}. Les règles linguistiques floues du système flou de supervision du type 1 sont données dans le tableau (V.1).

Tableau (V.1) : Matrice de règles de contrôle flou de supervision du type 1 [227].

k_i		$e(t)$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\dot{e}(t)$	NB	VVS	VVS	VVS	VVS	M	M	M
	NM	VVS	VVS	VS	VS	M	M	M
	NS	VVS	VVS	S	S	B	B	VB
	ZE	VVS	VS	S	M	B	VB	VVB
	PS	VS	S	S	B	B	VVB	VVB
	PM	M	M	M	VB	VB	VVB	VVB
	PB	M	M	M	VVB	VVB	VVB	VVB

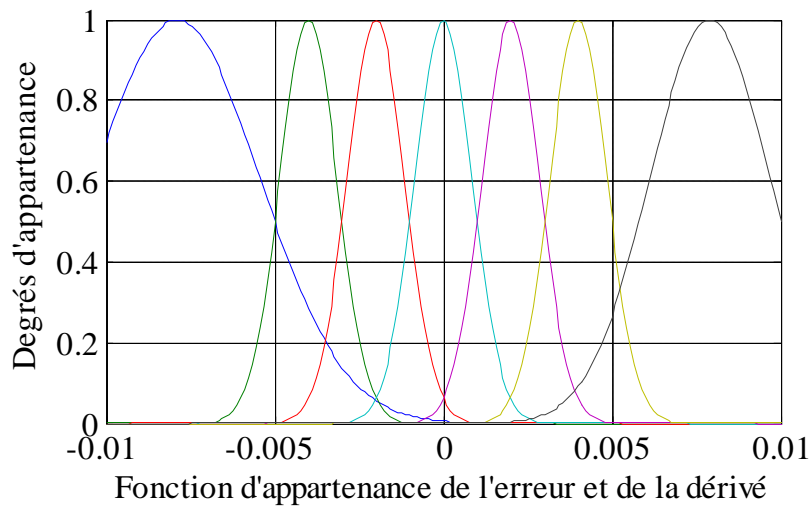


Figure (V.16) : Fonctions d'appartenance de (e, \dot{e}) .

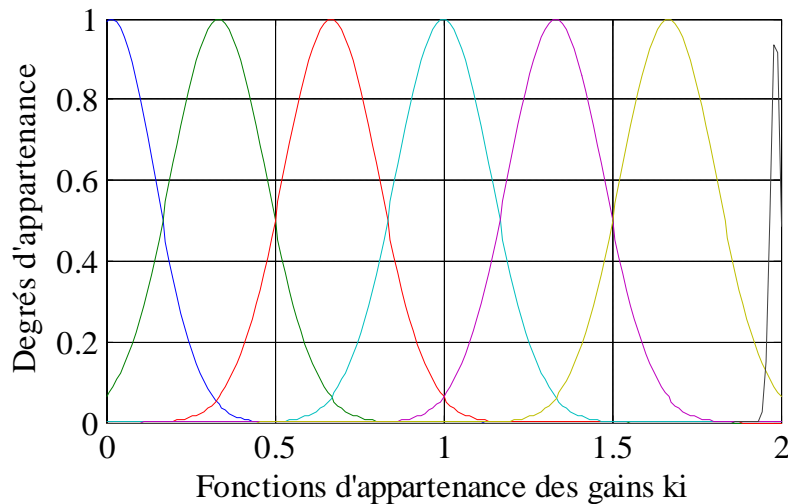


Figure (V.17) : Fonctions d'appartenance de k_i .

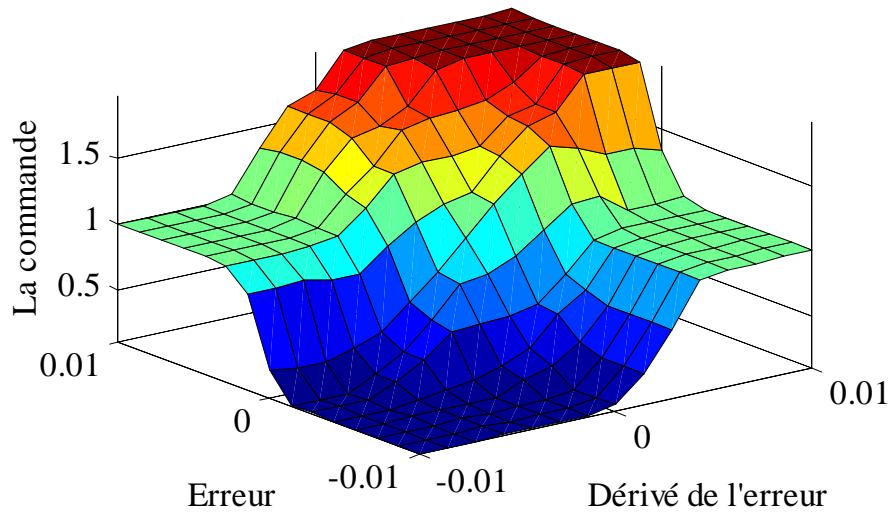


Figure (V.18) : Surfaces caractéristique d'un régulateur flou.

Le schéma de principe de la commande de backstepping-floue du type 1 proposé est présenté sur la figure (V.19). La première étape de la commande consiste à générer les courants de I_{rq}^{ref} et I_{rd}^{ref} , représentant la commande fictive. L'erreur entre ces références et les quantités réelles des courants résulte de nouvelles erreurs z_3 et z_4 . Enfin, nous adaptons la loi de commande V_{rq}^{ref} et V_{rd}^{ref} pour assurer la stabilité de la machine [227].

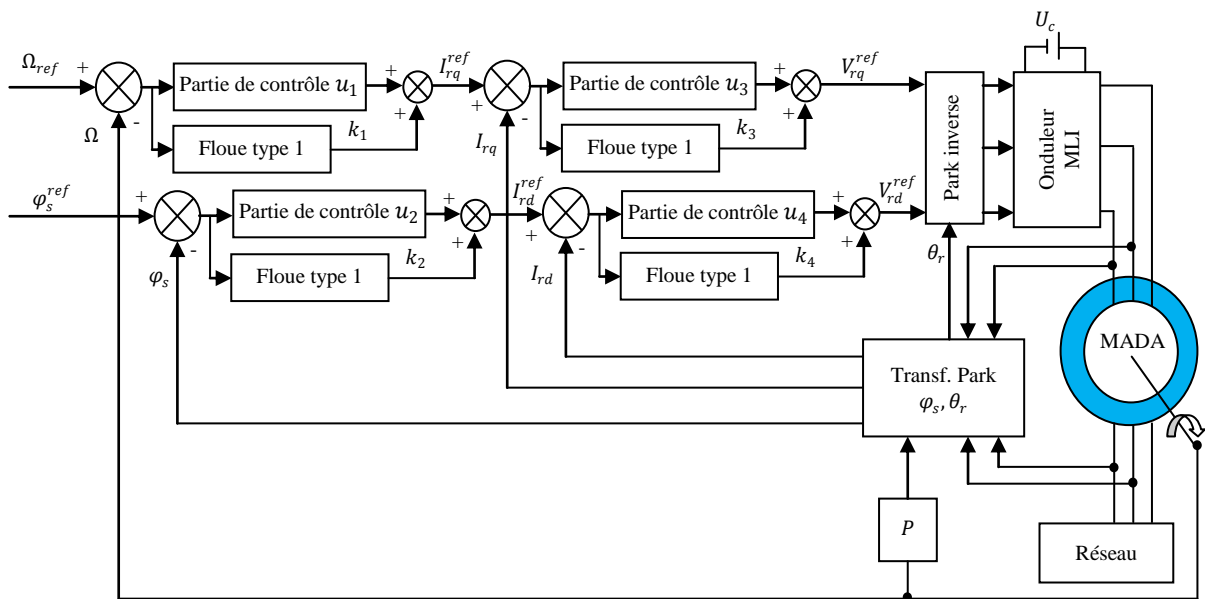


Figure (V.19) : Schéma fonctionnel de la commande par backstepping de la MADA basée sur le contrôleur flou type 1.

V.4.2 Résultats de simulation

Nous avons procédé une série de simulations afin de contribuer la commande hybride backstepping-floue du type 1. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande (les tests sont similaires à celles réalisées à la section précédente). Les résultats obtenus, sont exposés sur les figures (V.20-V.27).

V.4.2.1 Fonctionnement nominal de la machine

La figure (V.20) représente les résultats de simulation de la machine asynchrone à double alimentation commandée par la nouvelle technique sous une charge nominale. D'après ces résultats, on constate que la commande backstepping-floue du type 1 a une meilleure régulation, précision et stabilité, de la vitesse et même du flux statorique, ce qui montre bien la robustesse du régulateur par flou du type 1.

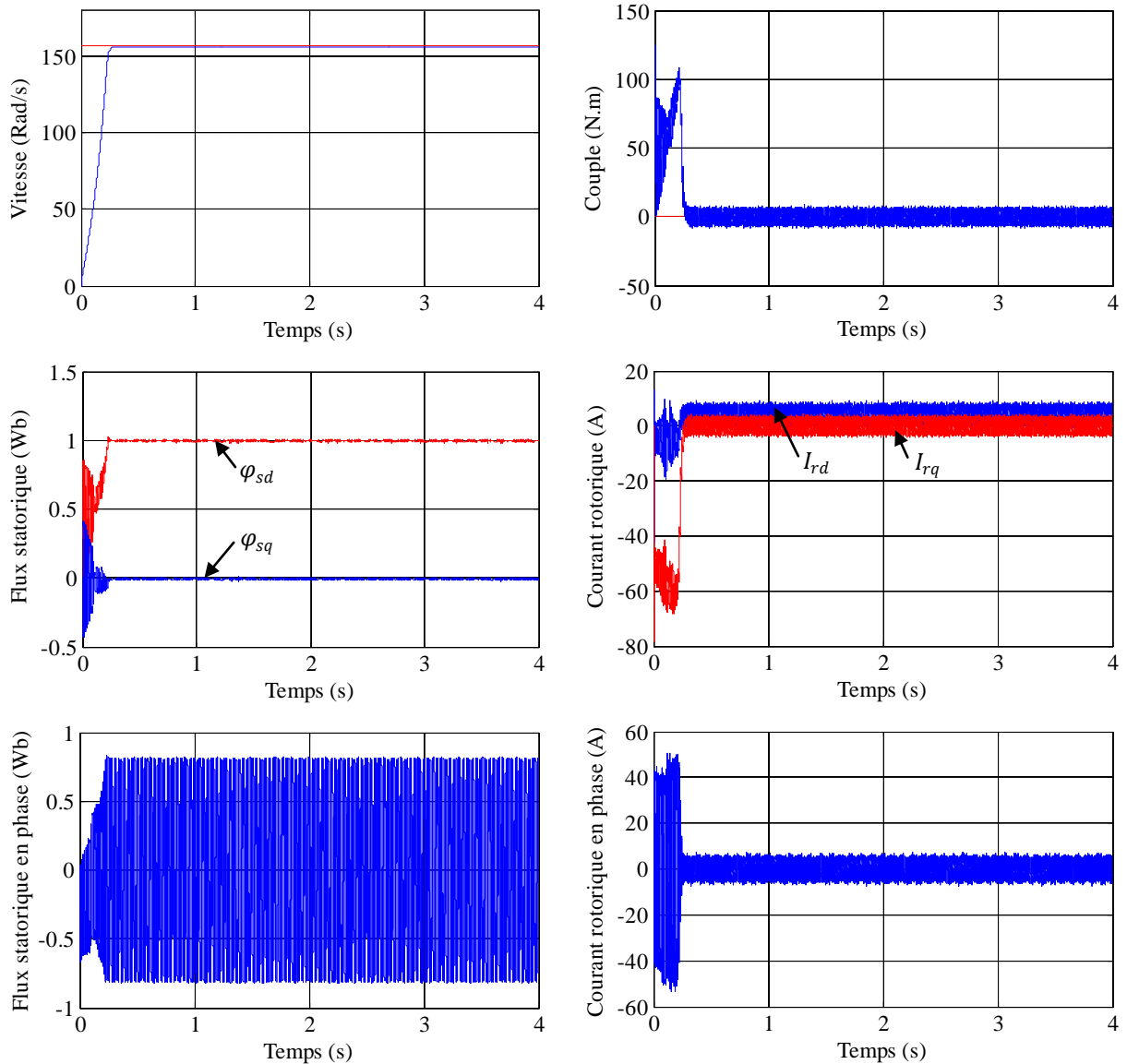


Figure (V.20) : Résultats de simulation de la commande par backstepping-floue de type 1 de la MADA dans le régime nominal.

V.4.2.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

La figure (V.21) illustre le comportement de la MADA en charge après un démarrage à vide. A l'instant $t = 1.5s$, on applique une charge de valeur $C_r = 15N.m$. Vu les résultats obtenus, on remarque que le couple répond rapidement pour compenser la charge avec une influence négligeable sur la vitesse. Le flux reste toujours constant ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.

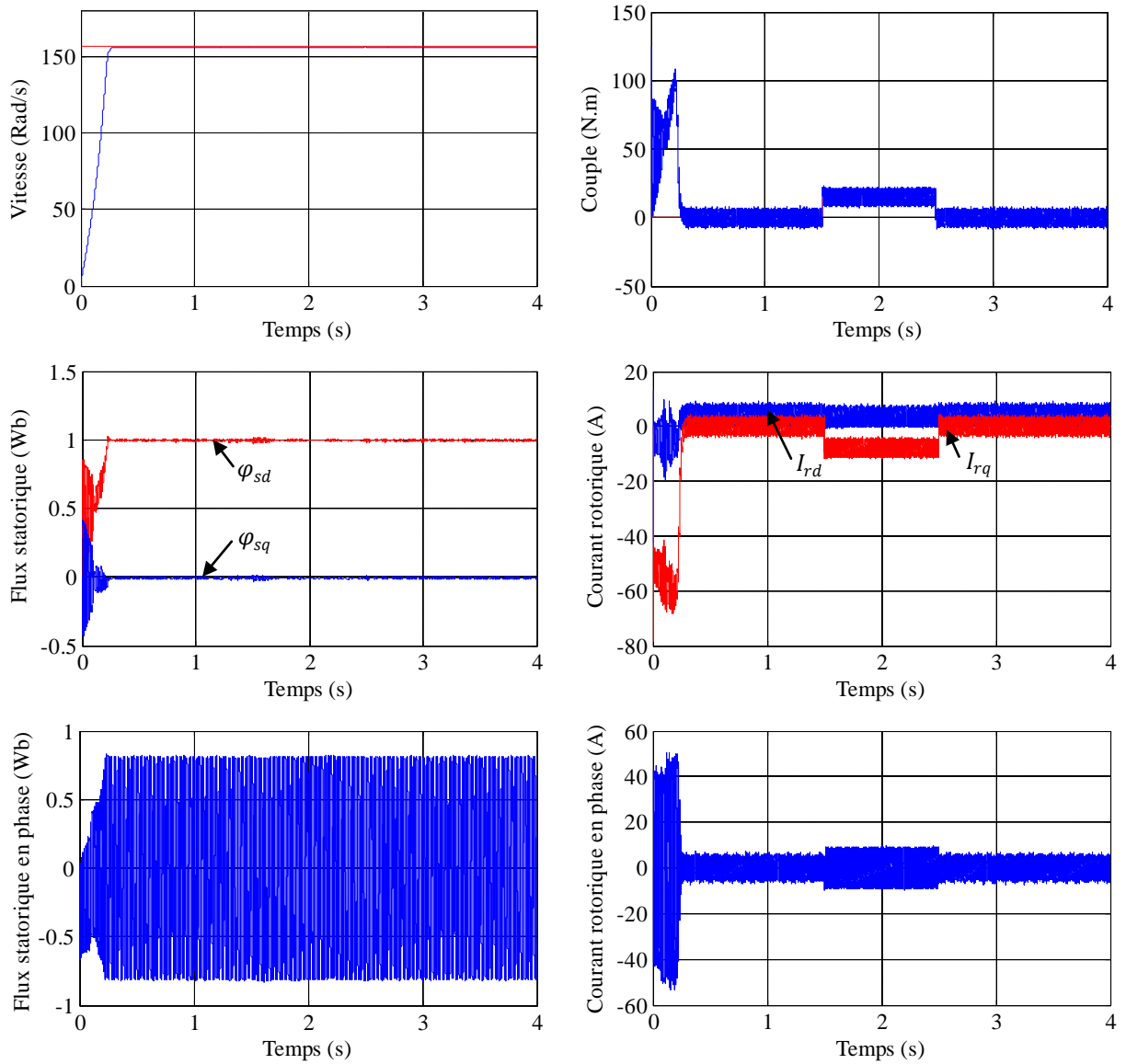
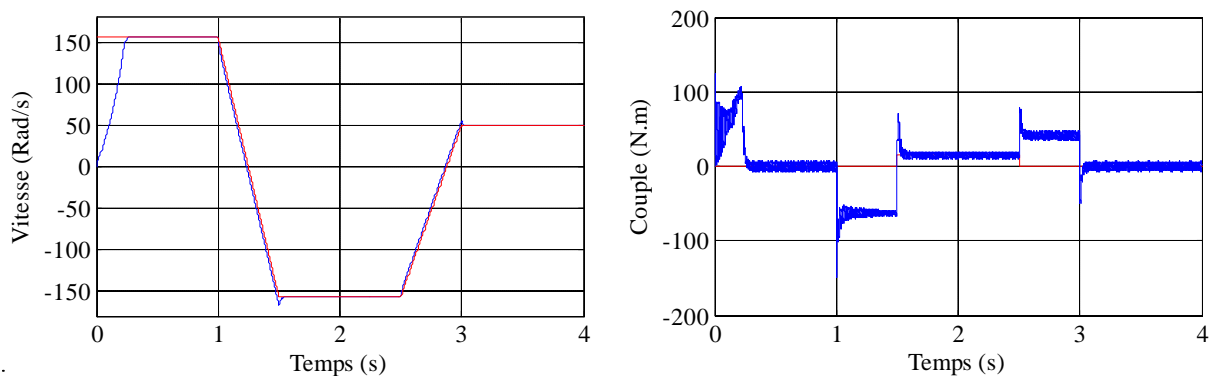


Figure (V.21) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

V.4.2.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La figure (V.22) représente l'évolution des caractéristiques du MADA lors de la variation le sens de rotation. A l'instant $t = 1.5$ s on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l'instant $t = 2.5$ s, la machine tourne à une faible vitesse de 50 rad/s. on constate d'après les résultats l'efficacité de la commande appliquée.



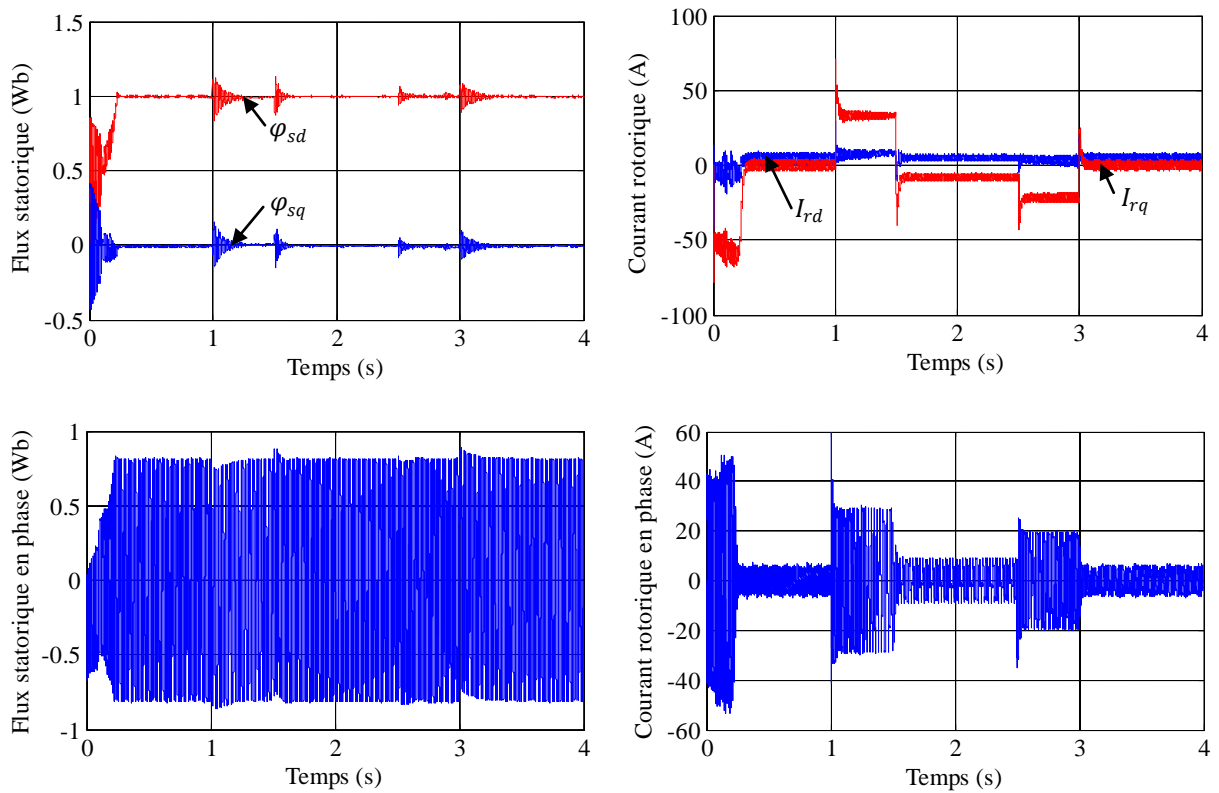
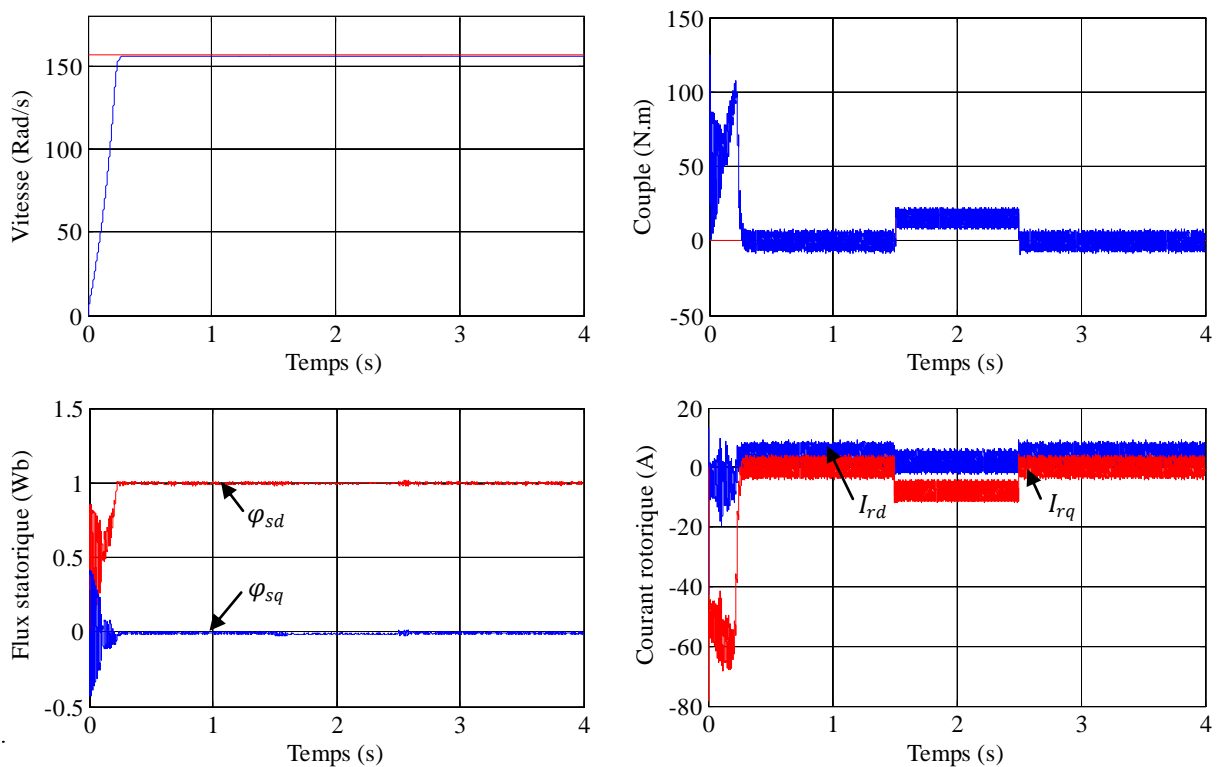


Figure (V.22) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

V.4.2.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

Dans cet essai, on a fait augmenter la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants $t=1.5s$ et $t = 2.5s$. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (V.23). La variation de R_r n'influe pas sur la vitesse et le flux, le découplage est toujours maintenu.



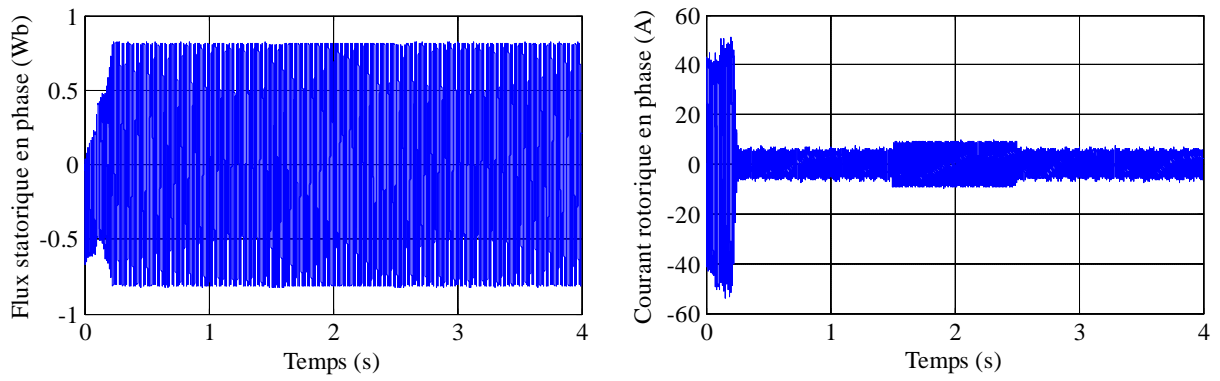


Figure (V.23) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

V.4.2.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique

La figure (V.24) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple et du flux statorique pour une augmentation de la résistance statorique de +100% de sa valeur nominale. La variation de R_s ne présente aucune influence sur toutes les réponses de la machine.

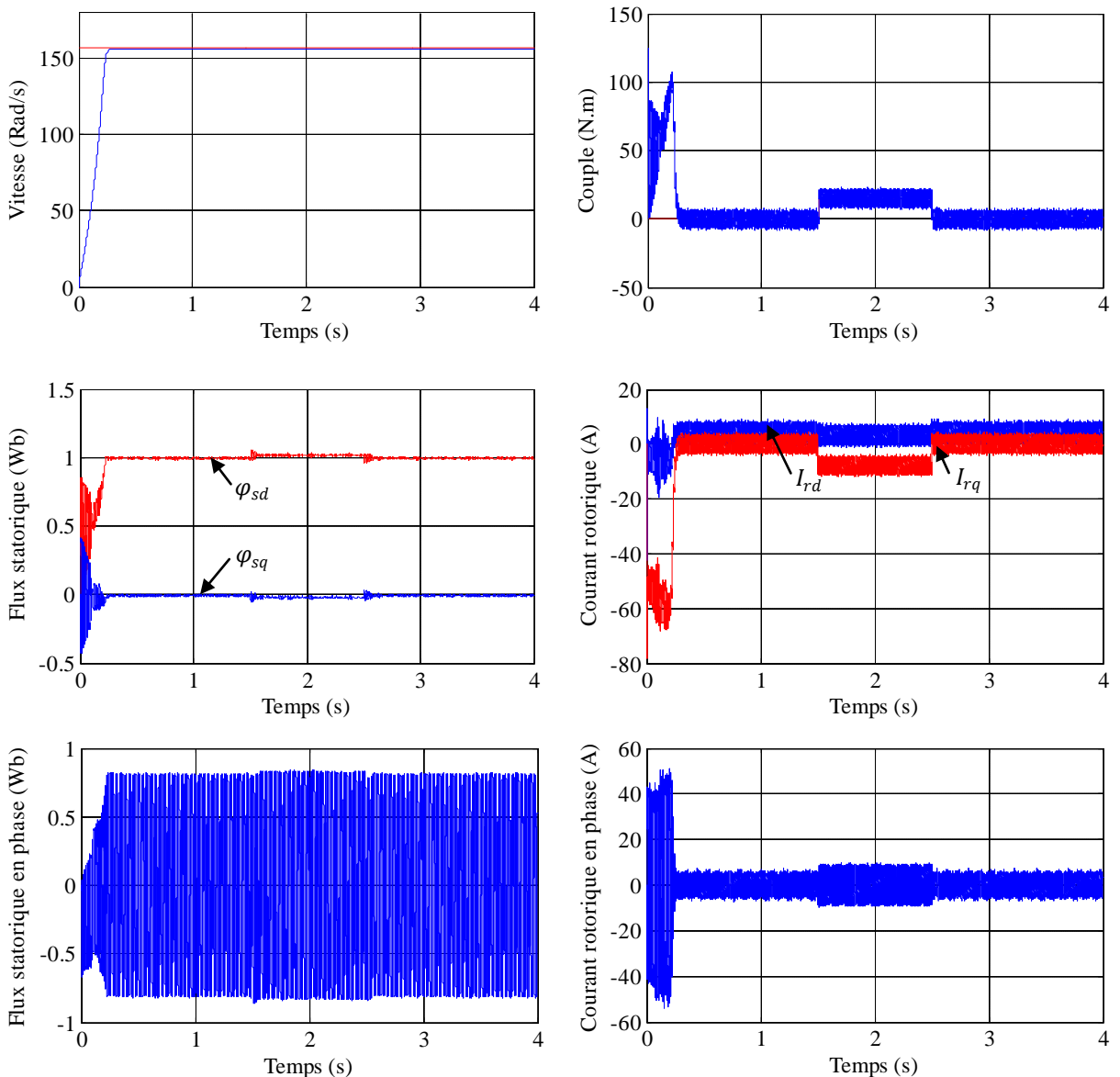


Figure (V.24) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

V.4.2.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique

Dans le but de tester la robustesse de cette commande, nous avons fait une variation de l'inductance rotorique (L_r) de +20%. Les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (V.25). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de L_r ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande backstepping-floue du type 1 face à la variation de l'inductance rotorique. De plus, le découplage de flux n'est pas affecté par cette variation.

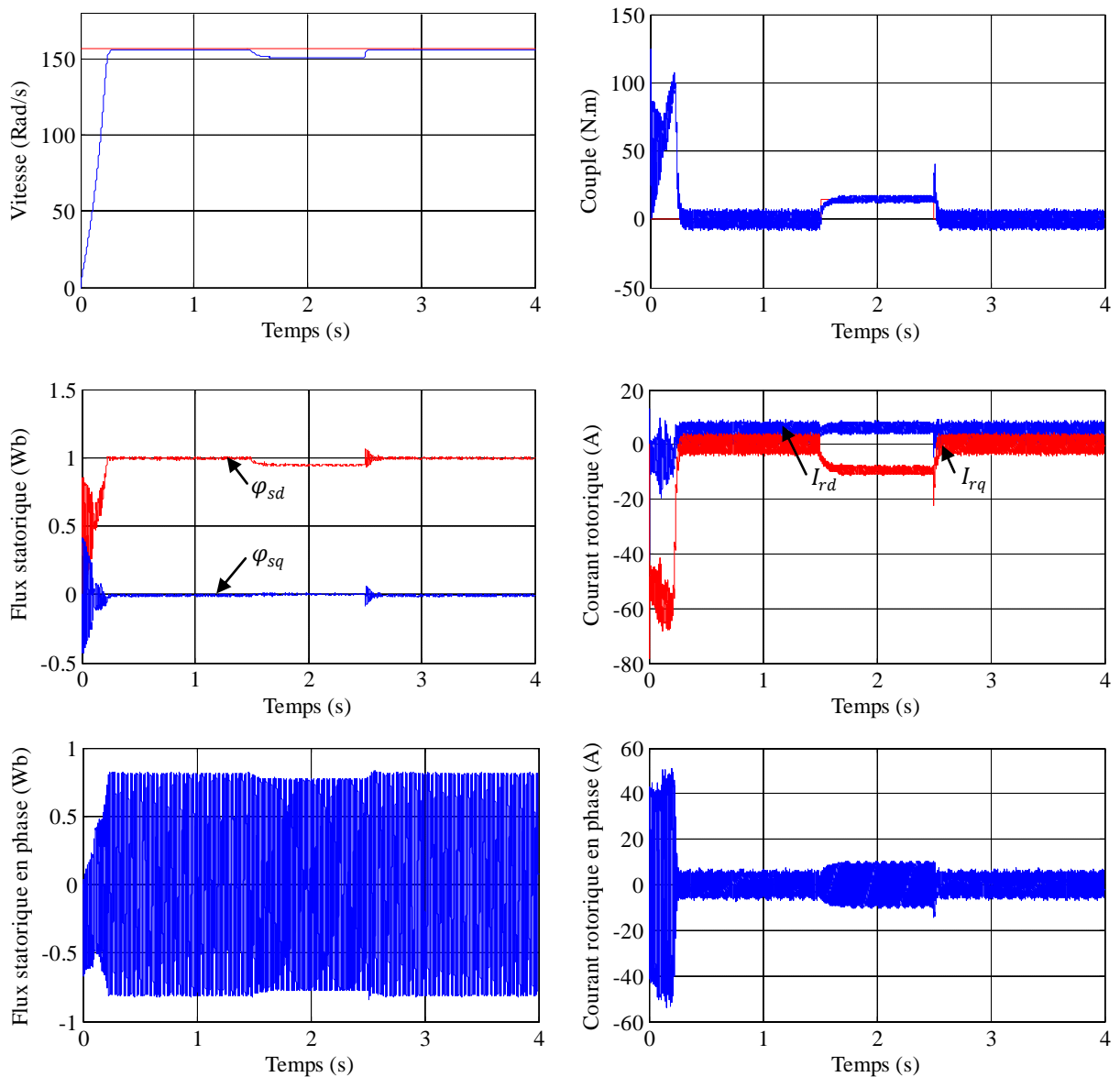


Figure (V.25) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance rotorique.

V.4.2.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique

La figure (V.26) illustre les réponses de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique lors de la variation de l'inductance statorique (L_s) de +20% de sa valeur nominale. On peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité de la commande de backstepping-floue du type 1.

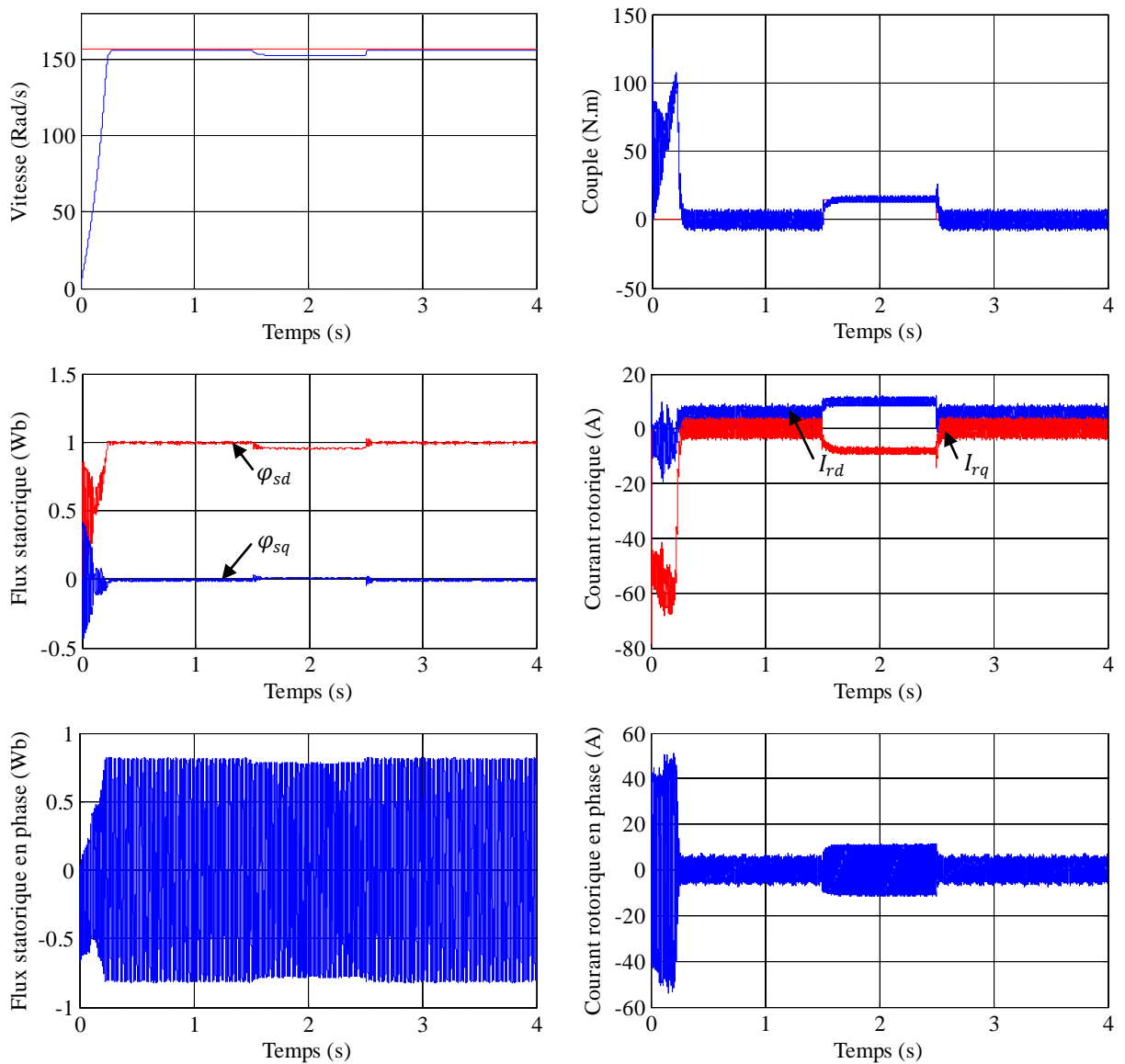
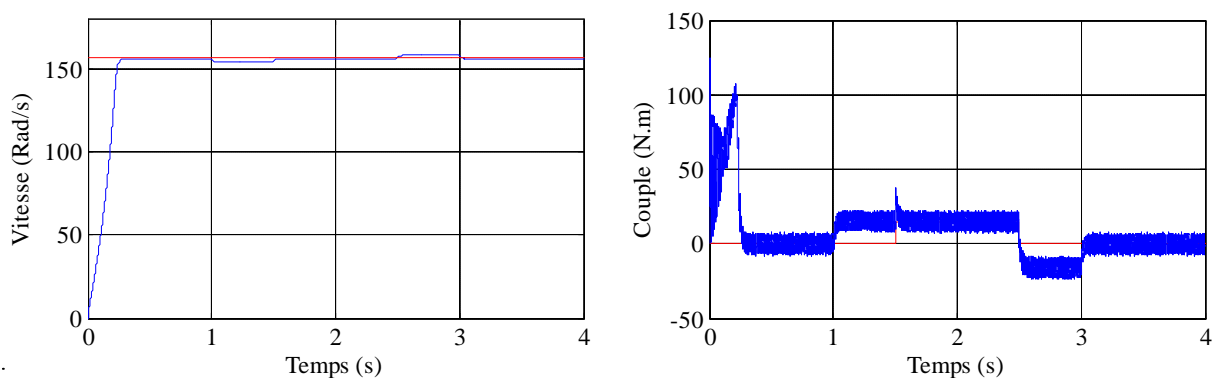


Figure (V.26) : Résultats de simulation lors de la variation de l'inductance statorique.

V.4.2.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie

Dans cet essai, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une valeur du moment d'inertie J égal à +50% de sa valeur nominale. Les résultats sont regroupés dans la figure (V.27). On remarque des changements indésirables au niveau de l'allure de la vitesse et de flux mais le découplage entre flux et le couple est toujours maintenu.



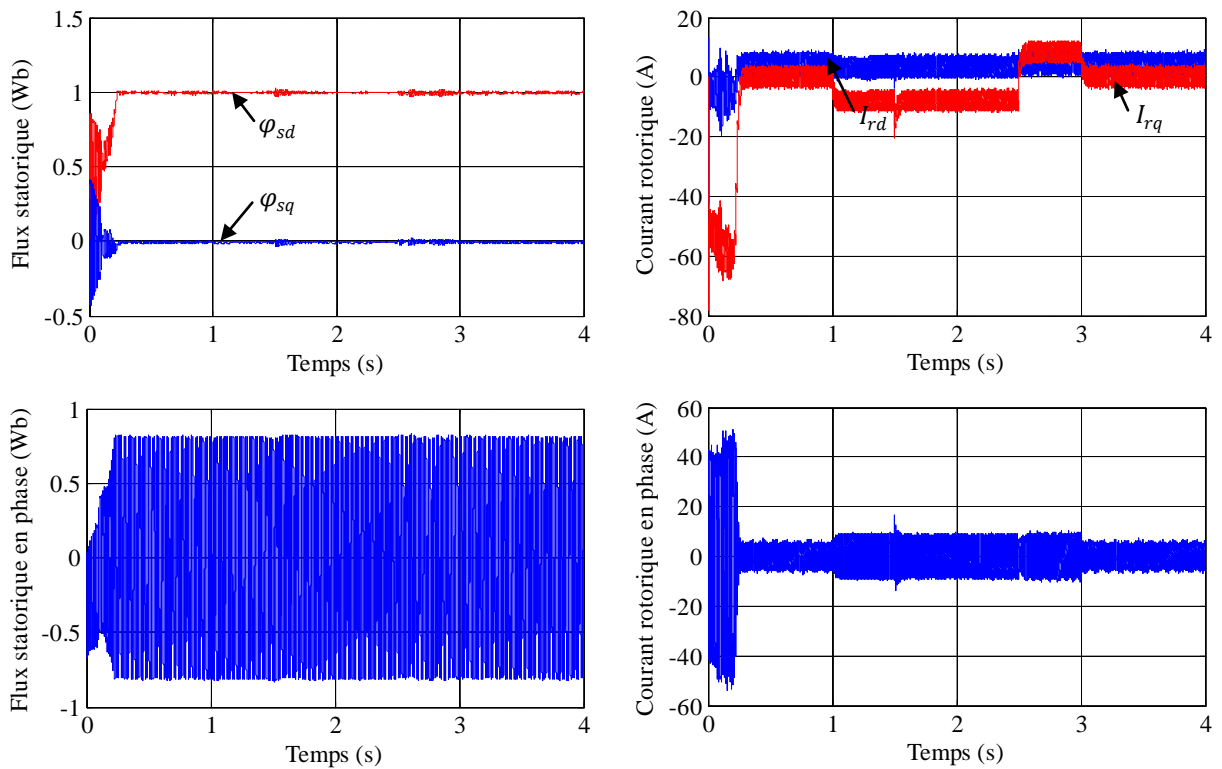


Figure (V.27) : Résultats de simulation lors de la variation de moment d'inertie.

V.4.3 Interprétation des résultats

Afin de valider la méthode de commande backstepping-floue du type 1 avec sept fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone à double alimentation soumise à une perturbation de couple de 15N/m puis une inversion du sens de marche de (+157 rad/s à -157 rad/s.), les figures ((V.22) et (V.23)) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes (d, q).

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée avec un temps de réponse de 0.4sec. Le flux statorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe d avec une composante en quadrature q nulle. L'application de la couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

Pour tester la robustesse de la commande proposée, on fait un changement paramétrique sur la résistance rotorique et statorique avec une augmentation de 100% et l'inductance rotorique et statorique de +20%. Les résultats obtenus par les figures ((V.24) à (V.27)) montre une forte robustesse en présence des variations paramétriques et la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par la variation introduite sur le système. La variation du moment d'inertie n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux, la vitesse et le couple électromagnétique.

V.5 Etude comparative entre les techniques de commande utilisées

Pour examiner les différentes lois des commandes développées et synthétisées de la machine asynchrone à double alimentation dans ce document, nous allons présenter une étude comparative entre ses différentes techniques. Cette étude a été reprise dans les mêmes conditions.

Le but de ce parti est de réaliser une comparaison entre les différentes commandes que nous avons présentées dans les chapitres précédents. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests qui nous avons appliqué durant les fonctionnements transitoire et permanent du système.

V.5.1 Comparaison qualitative

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes. Dans cette comparaison, nous avons réalisé le test qui basé sur l'application d'une charge ($C_r = 15N.m$) comme un échelon entre les instants $t=1.5s$ et $t = 2.5s$ et la machine tourne à vitesse fixe (+157 rad/s).

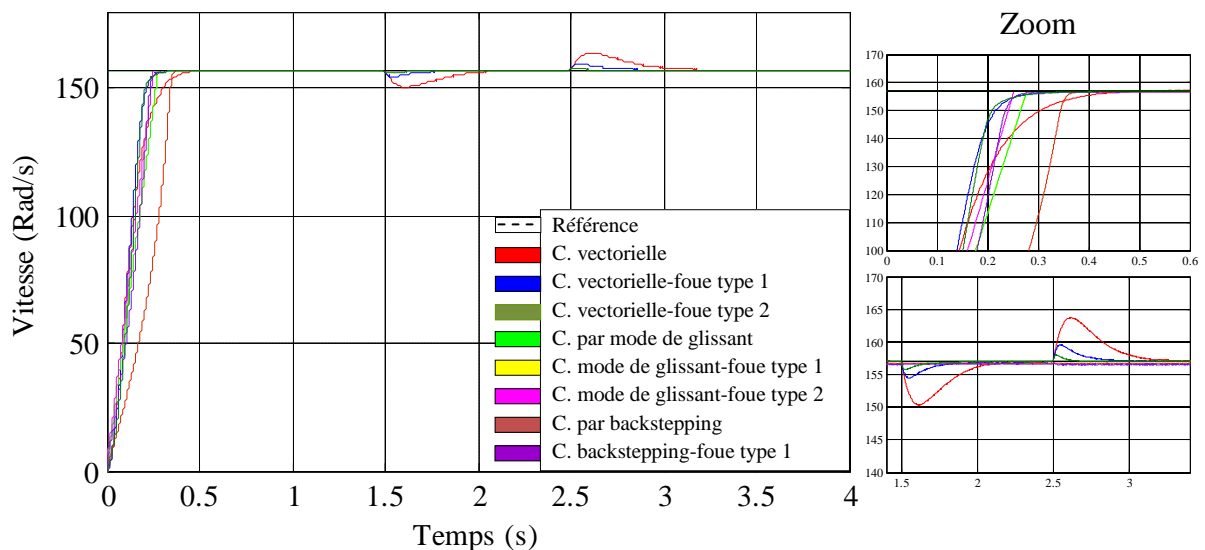


Figure (V.28) : Résultats de simulation de la vitesse lors de la variation de la charge.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit leur référence dans les huit types de commandes, cependant le temps de réponse et le dépassement. On remarque que les meilleures valeurs de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la logique floue pour les différentes commandes.

V.5.2 Comparaison de la robustesse

La seconde comparaison est basée sur l'essai de robustesse des commandes proposées où une étude de l'influence des variations paramétriques de la MADA sur les performances de celles-ci est menée. Sachant que dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des inductances,

échauffement des résistances, ..., etc.). Dans ce cas, on a fait le test de variation de la résistance rotorique (R_r) de 100% de sa valeur nominale et une variation de C_r .

Dans cette comparaison, nous avons représenté uniquement la courbe de la vitesse pour avoir la robustesse des commandes proposées. Les résultats de simulations sont présentés dans la figure (V.29).

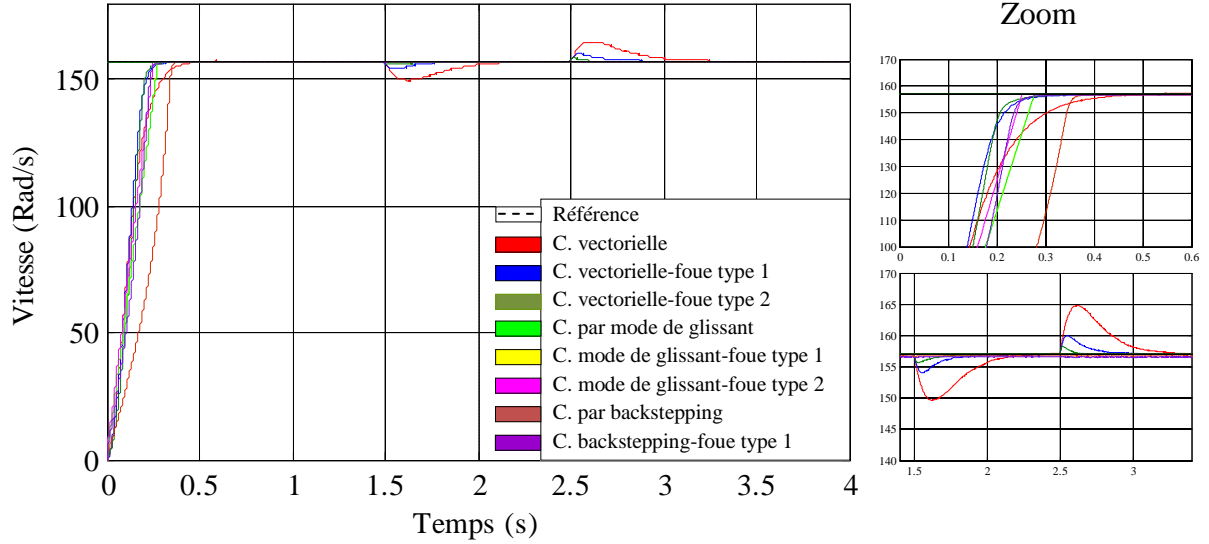


Figure (V.29) : Résultats de simulation de la vitesse lors de la variation de la résistance rotorique.

Dans la figure (V.29), nous avons visualisé que les commandes proposées à base de la logique floue présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des variations paramétriques (R_r) et des perturbations externes (C_r), cependant la commande vectorielle donne des ondulations remarquables.

V.5.3 Comparaison quantitative

La dernière comparaison comprend deux critères : l'un en fonction de la commande appliqué u , (V_{rd}, V_{rq}), et l'autre en fonction de l'erreur statique e des vitesses et des flux.

- L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T u^2(t) dt \quad (V.51)$$

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (V.52)$$

- L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |u(t)| dt \quad (V.53)$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (V.54)$$

Cet indice exprime la surface générée entre la valeur de consigne et la valeur réelle.

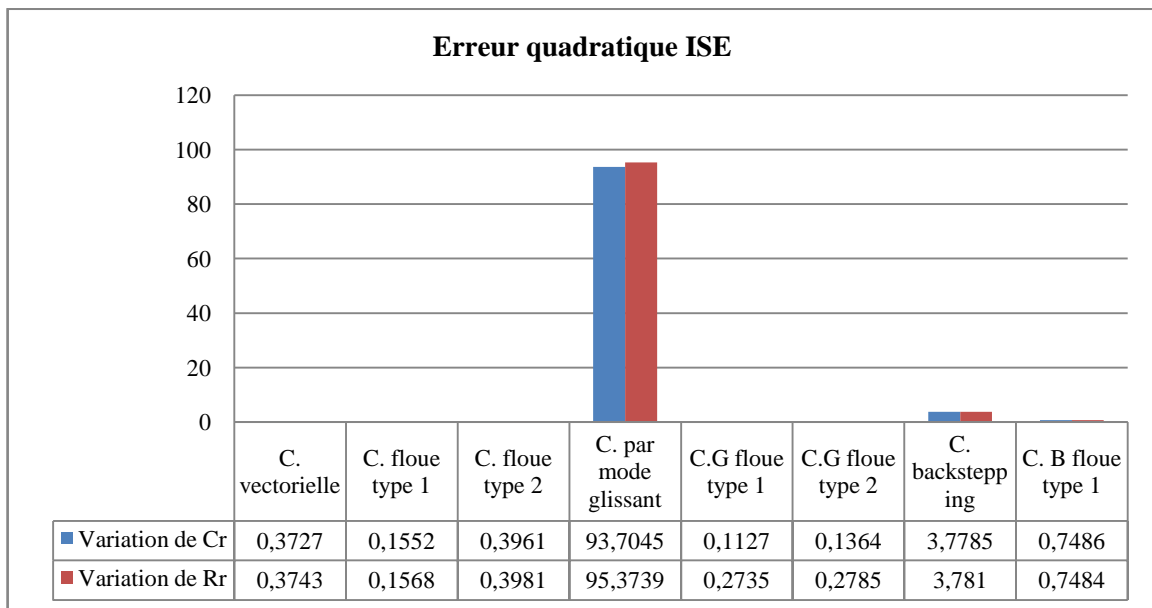
Cette comparaison fait pour les résultats de simulations de la vitesse qui sont présentées dans les figures (V.28, V.29).

Tableau (V.2) : Étude comparative des commandes développées pour la MADA.

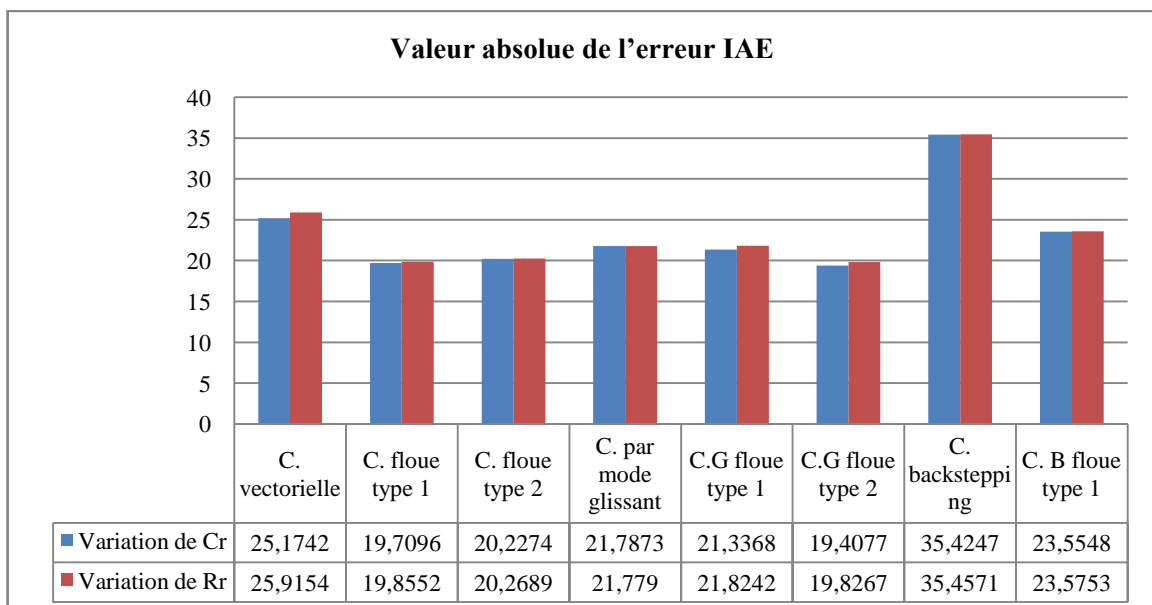
	Critère		Commandes développées pour le système considéré							
			Commande vectorielle	Commande floue type 1	Commande floue type 2	Commande par mode glissant	Commande glissante-floue type 1	Commande glissante-floue type 2	Commande backstepping	Commande backstepping-floue type 1
Application une charge	ISE	$ISE_{V_{rd}}$	2.2751×10^6	2.1966×10^5	1.1721×10^6	1.8815×10^7	1.4144×10^5	1.4599×10^5	2.7136×10^7	4.0451×10^6
		$ISE_{V_{rq}}$	1.4520×10^6	1.3326×10^6	2.7892×10^6	9.1823×10^8	9.8557×10^5	1.2176×10^6	1.0649×10^7	3.4407×10^6
		$ISE_{V_{rd}} + ISE_{V_{rq}}$	0.3727×10^7	0.1552×10^7	0.3961×10^7	93.7045×10^7	0.1127×10^7	0.1364×10^7	3.7785×10^7	0.7486×10^7
		ISE_{Ω}	2.2063×10^3	2.1370×10^3	2.3418×10^3	2.2817×10^3	2.2284×10^3	2.0269×10^3	3.9895×10^3	2.4626×10^3
		ISE_{φ_s}	0.0233	0.0246	0.0320	0.0276	0.0279	0.0279	0.1140	0.0477
	IAE	$IAE_{V_{rd}}$	606.7469	510.6912	493.4801	7.0125×10^3	580.7363	583.7888	2.7556×10^3	903.7078
		$IAE_{V_{rq}}$	2.1740×10^3	2.1918×10^3	2.5345×10^3	4.8406×10^4	1.3481×10^3	1.3702×10^3	3.5117×10^3	2.5667×10^3
		IAE_{Ω}	25.1742	19.7096	20.2274	21.7873	21.3368	19.4077	35.4247	23.5548
IAE_{φ_s}		0.0707	0.0790	0.0720	0.0688	0.0639	0.0642	0.2098	0.1138	
Application une charge et variation de R_r	ISE	$ISE_{V_{rd}}$	2.2755×10^6	2.2050×10^5	1.0530×10^6	1.8969×10^7	2.9746×10^5	3.0096×10^5	2.7154×10^7	4.0430×10^6
		$ISE_{V_{rq}}$	1.4679×10^6	1.3479×10^6	2.9279×10^6	9.3477×10^8	2.4379×10^6	2.4840×10^6	1.0656×10^7	3.4405×10^6
		$ISE_{V_{rd}} + ISE_{V_{rq}}$	0.3743×10^7	0.1568×10^7	0.3981×10^7	95.3739×10^7	0.2735×10^7	0.2785×10^7	3.7810×10^7	0.7484×10^7
		ISE_{Ω}	2.2122×10^3	2.1373×10^3	2.3686×10^3	2.2811×10^3	2.2827×10^3	2.0737×10^3	3.9915×10^3	2.4609×10^3
		ISE_{φ_s}	0.0231	0.0245	0.0283	0.0276	0.0278	0.0278	0.1139	0.0477
	IAE	$IAE_{V_{rd}}$	607.7065	511.7145	502.8791	7.0460×10^3	854.4123	858.8878	2.7588×10^3	905.5942
		$IAE_{V_{rq}}$	2.1890×10^3	2.2062×10^3	2.5514×10^3	4.8986×10^4	2.6625×10^3	2.6656×10^3	3.5139×10^3	2.5679×10^3
		IAE_{Ω}	25.9154	19.8552	20.2689	21.7790	21.8242	19.8267	35.4571	23.5753
IAE_{φ_s}		0.0701	0.0799	0.0778	0.0689	0.0694	0.0694	0.2083	0.1132	

L'objectif de cette partie est la comparaison des différentes lois de commandes synthétisées pour mettre en évidence les performances de chaque commande en termes de l'erreur quadratique et la valeur absolue de l'erreur. Les valeurs de ISE et de IAE sont calculées dans l'intervalle $[0s\ 4s]$.

Les résultats présentés dans le tableau ci-dessus montrent bien que la commande par mode de glissant à base de la logique floue type 1 est la plus performante du point de vue minimisation du critère énergétique ISE ($ISE = 0.1127 \times 10^7$) pour la variation de la charge, et la commande hybride vectorielle-floue type 1 ($ISE = 0.1568 \times 10^7$) pour la variation de la résistance rotorique.



Le second critère, la valeur absolue de l'erreur, on remarque que c'est la commande par mode de glissant-floue type 2 qui donne les valeurs les plus faibles de IAE ($IAE_{\Omega} = 19.4077$ pour la variation de la charge et $IAE_{\Omega} = 19.8267$ pour la variation de R_r).



V.6 Conclusion

Ce chapitre propose une procédure systématique pour construire les surfaces de glissement. Cette procédure est la technique dite du backstepping qui permet d'obtenir de façon constructive une loi de commande qui assure la stabilité du système en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Après avoir introduit la technique du backstepping sur un système de second et troisième ordre, on construit par étape une fonction de Lyapunov mettant en jeu des commandes virtuelles, fonctions de l'état. De proche en proche, cette technique permet ainsi, de calculer la véritable commande répondant aux objectifs. Cette technique est appliquée à la construction d'une loi de commande via la construction systématique de la surface de glissement. Cette loi de commande à commutation ramène les états de la machine asynchrone à double alimentation vers les surfaces de glissement, attractives et invariantes.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'applicabilité de cette technique. Cette méthode est ensuite appliquée à la construction d'une loi de commande hybride avec la technique de l'intelligence artificielle la logique floue pour la MADA. Dans ce cas, on détermine les gains de la commande via la logique floue. Ce chapitre montre l'apport du backstepping-floue dans le cadre de la commande de la machine asynchrone à double alimentation.

Finalement, une comparaison générale entre toutes les commandes appliquées sur la MADA dans cette thèse, où nous avons utilisé trois approches fondamentales : qualitative, robustesse et quantitative. Les résultats obtenus montrent bien la supériorité des régulateurs flous par rapport à tous les autres régulateurs du point de vue l'insensibilité aux variations paramétriques et les bonnes performances dynamiques.

Conclusion générale

Les systèmes industriels qui requièrent une structure de commande, ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires qui permis de généraliser de nombreux concepts fondamentaux jusqu'alors réservés aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non linéaires.

Actuellement l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle, en particulier la logique floue, connaît une croissance continue dans le domaine des commandes des systèmes non linéaires.

Le présent travail est consacré à la recherche d'une combinaison entre la logique floue de type-1 & 2 et les différentes techniques de commandes pour le moteur asynchrone à double alimentation "MADA" alimentée en tension en vue d'établir une commande robuste. La commande développée permet d'améliorer les performances dynamiques du moteur asynchrone à double alimentation en surmontant certains inconvénients et accompagnant l'emploi des différentes techniques de commandes classiques. A l'issue de ce travail, nous exposons une étude comparative entre les différentes commandes développées afin d'établir les perspectives futures envisagées.

Dans un premier temps l'accent a été mis sur l'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.

Le premier résultat de notre travail, est l'obtention d'une commande par orientation de flux statorique. Les résultats obtenus montrent que cette technique 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. On a aussi les résultats de combinaison entre cette technique et la logique floue type 1 et type 2. Les résultats obtenus avec des tests de robustesse significatifs vis-à-vis de la variation du vecteur paramétrique montre la qualité de ces commandes développées, et ils ont montré la supériorité des régulateurs flous type-2 par rapport aux régulateurs flous type-1.

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 étudié et éliminer les inconvénients principaux et le phénomène de broutement de

la cette commande, 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 surtout en présence des incertitudes (variations paramétriques).

Finalement, dans le dernier chapitre nous avons appliqué la technique du backstepping basée sur la théorie de l'orientation du flux statorique à la commande de la machine asynchrone à double alimentation. Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ont montré la qualité de ce type de contrôle. D'autre part, pour améliorer la robustesse de cette commande, nous avons présenté une nouvelle commande robuste basée sur la logique floue type-1. Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre la technique par backstepping et la logique floue type 1 a permis d'aboutir à plusieurs avantages : des performances remarquables et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie de la MADA. La supériorité des régulateurs flous type-1 & type-2 a été confirmée par une étude comparative utilisant les deux critères, critère énergétique et d'autre en fonction de l'erreur statique.

Cependant, la conception des nouvelles méthodes de commande robuste reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. En définitive, on propose quelques perspectives à notre travail, qui se traduisent par :

- L'implémentation expérimentale des différentes commandes proposées ;
- Reprendre l'étude présentée en remplace les capteurs (capteur de vitesse, de position ou de flux) par des observateurs ;
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs de tension utilisé, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Synthèse de lois de commande tolérantes aux défauts de la MADA ;
- Application des autres techniques de commande à savoir la commande hybride backstepping-floue type 2, la commande par mode glissant d'ordre supérieur, commande hybride glissante-backstepping, ..., etc.

Bibliographie

- [01] M. S. Vicatos & A. J. Tegopoulos, "A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 225-230, 2003.
- [02] L. Holdsworth, X. G. Wu, J. B. Ekanayake & 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, pp. 343-352, 2003.
- [03] 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 et expérimentation", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2005.
- [04] P.E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2004.
- [05] F. Poitiers, "Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne: machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [06] A. Chaiba, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2010.
- [07] R. Rouabhi, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2016.
- [08] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 2nd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 1996.
- [09] W. Leonhard, "Control of electrical drives", 3rd edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2001.
- [10] M. Bodson & J. Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric motor", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 8, no. 11, pp. 923-954, 1998.
- [11] M. Pinard, "La commande électronique des machines", Dunod, Paris, 2013.
- [12] J. Pyrhonen, V. Hrabovcova & R. S. Semken, "Electrical machine drives control: an introduction", First edition, John Wiley & Sons Ltd, 2016.
- [13] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop system for rotating-field machines", *Siemens Review*, vol. 34, no. 3, pp. 217-220, 1972.
- [14] S. K. El khil, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA)", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2006.
- [15] A. M. Trzynadlowski, "The field orientation principle in control of induction motors", Springer Science+Business Media, New York, 1994.
- [16] N. P. Quang & J. A. Dittrich, "Vector control of three-phase AC machines: system development in the practice", Second edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2015.
- [17] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2005.
- [18] A. Boukhelifa, "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel", Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [19] R. Marino, S. Peresada & P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no. 2, pp. 208-221, 1993.
- [20] S. Li, X. Yu, L. Fridman, Z. Man & X. Wang, "Advances in variable structure systems and sliding mode control: theory and applications", Springer International Publishing AG, 2018.
- [21] N. Derbel, J. Ghommam & Q. Zhu, "Applications of sliding mode control", Springer Science+Business Media Singapore, 2017.
- [22] R. Delpoux, "Contribution à l'identification, l'estimation et la commande des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP)", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, France, 2012.
- [23] M. Krstic, I. Kanellakopoulos & P. V. Kokotovic, "Nonlinear and adaptive control design",

- John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [24] P. V. Kokotović, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", IEEE Control systems Magazine, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, 1992.
- [25] S. Chaouch, A. Herizi, H. Serrai & M. Nait said, "Lyapunov and Backstepping Control Design of induction Motor System", 4th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SDD 07), Hammamet, Tunisie, 2007.
- [26] M. El Azzaoui, H. Mahmoudi & C. Ed-dahmani, "Backstepping control of a Doubly Fed Induction Generator integrated to wind power system", International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), Tangier, Morocco, 2016.
- [27] N. Kabache, "Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone à cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels", Thèse de doctorat, Université M'hamed Bougara, Boumerdès, Algérie, 2007.
- [28] A. Zemmit, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017.
- [29] K. Loukal, "Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous type deux", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2017.
- [30] C. Dualibe, M. Verleysen & P. G. A. Jespers, "Design of analog fuzzy logic controllers in CMOS technologies", Kluwer Academic Publishers, New York, 2003.
- [31] R. Lowen & A. Verschoren, "Foundations of generic optimization, Volume 2: applications of fuzzy control, genetic algorithms and neural networks", Springer, 2008.
- [32] K. Loukal & L. Benalia, "Type-2 fuzzy logic control of a doubly-fed induction machine (DFIM)", IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJ-AI), vol. 4, no. 4, pp. 139-152, 2015.
- [33] D. Ben Attous & Y. Bekakra, "Speed control of a doubly fed induction motor using fuzzy logic techniques", International Journal on Electrical Engineering and Informatics, vol 2, no. 3, pp 179-191, 2010.
- [34] N. Bounar, A. Boulkroune & F. Boudjema, "Adaptive fuzzy control of doubly-fed induction machine", Journal of Control Engineering and Applied Informatics, vol. 16, no. 2, pp. 98-110, 2014.
- [35] N. Bounar, A. Boulkroune, F. Boudjema, M. M'Saad & M. Farza, "Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor", Neurocomputing, vol. 151, no. 2, pp. 756-769, 2014.
- [36] G. Abad, J. López, M. A. Rodríguez, L. Marroyo & G. Iwanski, "Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation", First edition, Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2011.
- [37] A. Petersson, "Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines", Thèse de doctorat (PhD), Université de technologie Chalmers, Göteborg, Suède, 2005.
- [38] D. Beriber, E. M. Berkouk, A. Talha & M. O. Mahmoudi, "Study and control of two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade, Application to double stator induction machine", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, vol. 5, pp. 3894-3899, 2004.
- [39] M. Ruviaro, F. Runcos, N. Sadowski & I. M. Borges, "Analysis and test results of a brushless doubly fed induction machine with rotary transformer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2670-2677, 2012.
- [40] S. Abdeddaim, A. Betka, S. Drid & M. Becherif, "Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine", Energy Conversion and Management, vol. 79, pp. 281-288, 2014.
- [41] Y. Zhang, J. Zhu & J. Hu, "Model predictive direct torque control for grid synchronization of

- doubly fed induction generator", IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Niagara Falls, Canada, pp. 765-770, 2011.
- [42] D. Xu, F. Blaabjerg, W. Chen & N. Zhu, "Advanced control of doubly fed induction generator for wind power systems", Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 2018.
- [43] P. Han, M. Cheng, S. Ademi & M. G. Jovanović, "Brushless doubly-fed machines: opportunities and challenges", Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 4, no. 2, pp. 1-17, 2018.
- [44] Y. Djeriri, "Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbès, Algérie, 2015.
- [45] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2007.
- [46] A. Dendouga, "Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM)", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2010.
- [47] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne". Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2006.
- [48] T. Petru, "Modeling of wind turbines for power system studies". Thèse de doctorat (PhD), Université de technologie Chalmers, Göteborg, Suède, 2003.
- [49] Y. Bekakra, "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, 2014.
- [50] A. Tamaarat, "Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA", Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, 2015.
- [51] A. Doria-Cerezo, "Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter", Thèse de doctorat (PhD), Université polytechnique de Catalogne, Espagne, 2006.
- [52] N. Akkari, "Contribution a l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2010.
- [53] S. EL Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, France, 2004.
- [54] S. E. Rezgui, "Techniques de commande avancées de la machine asynchrone: étude comparative et applications", Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2015.
- [55] A. Kheldoun, "Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôle par la méthode a flux oriente", Thèse de doctorat, Université M'Hamed Bougara, Boumerdès, Algeria, 2007.
- [56] N. Saad & M. Arrofiq, "A PLC-based modified-fuzzy controller for PWM-driven induction motor drive with constant V/Hz ratio control", Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, vol. 28, no. 2, pp. 95-112, 2012.
- [57] M. Suetake, I. N. da Silva & A. Goedel, "Embedded DSP-based compact fuzzy system and its application for induction-motor V/f speed control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 3, pp. 750-760, 2011.
- [58] A. Smith, S. Gadoue, M. Armstrong & J. W. Finch, "Improved method for the scalar control of induction motor drives", IET Electric Power Applications, vol. 7, no. 6, pp. 487-498, 2013.
- [59] S. Drid, M. S. Nait-Said, A. Makouf & M. Tadjine, "Doubly fed induction generator modeling and scalar controlled for supplying an isolated site", Journal of Electrical Systems, vol. 2, no. 2, pp. 103-115, 2006.
- [60] E. Muljadi, M. Singh & V. Gevorgian, "Doubly fed induction generator in an offshore wind power plant operated at rated V/Hz", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no.

- 5, pp. 2197-2205, 2013.
- [61] V. Verma & A. Kumar, "Power balanced cascaded multilevel inverter fed scalar controlled induction motor pump sourced from photovoltaic source", IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, India, 2012.
- [62] J. Böcker & S. Mathapati, "State of the art of induction motor control", IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya, pp. 1459-1464, 2007.
- [63] D. Lecocq, P. Lataine & W. Wymeers, "The doubly fed induction motor both stator and rotor voltages controlled by cycloconverters", European Power Electronics and Drives Journal, vol. 1, no. 2, pp. 103-112, 1991.
- [64] D. Lecocq & P. Lataine, "Study of variable speed, double fed induction motor drive with both stator and rotor voltages controllable", 4th European Conference on Power Electronics and Applications, Firenze, vol. 2, pp. 337-339, 1991.
- [65] D. Lecocq, P. Lataine & W. Wymeers, "Application of the double fed asynchronous motor (DFAM) in variable-speed drives", Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, vol. 2, pp. 149-158, 1993.
- [66] D. Lecocq, "Contribution à l'étude des moteurs alternatifs à double alimentation par convertisseurs statiques pour entraînement de forte puissance", Thèse de doctorat, Université de Bruxelles, 1994.
- [67] D. Lecocq & P. Lataine, "The indirect-controlled double fed asynchronous motor variable-speed drives", 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Sevilla, Spain, vol. 3, pp. 405-410, 1995.
- [68] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David & B de. Fornel, "Power optimisation of a doubly fed induction machine in variable speed drives", International Conference on Electrical Machines (ICEM), Espoo, Finland, pp. 756-760, 2000.
- [69] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David & B de. Fornel, "An improved control scheme for doubly fed induction machine", 9th European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, 2001.
- [70] R. Ghosn, "Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2001.
- [71] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David & B de. Fornel, "A MRAS sensorless speed control of a doubly fed induction machine", 15th International Conference on Electrical Machines, Bruges, Belgium, pp. 90-92, 2002.
- [72] R. Ghosn, C. Asmar, M. Pietrzak-David & B de. Fornel, "On line estimation of stator resistance of a doubly induction machine by an adaptive method", 16th International Conference on Electrical Machines, Cracow, Poland, 2004.
- [73] L. Morel, M. Godfroid & J. M. Kauffmann, "Optimal design of double fed induction machines in motor operating", International Conference on Electrical Machines, Spain, 1996.
- [74] L. Morel, M. Godfroid & J. M. Kauffmann, "Field oriented control for double fed induction machine: simulation and experimental results", Electrimacs, France, 1996.
- [75] L. Morel, "Machine à double alimentation: optimisation du convertisseur et contrôle vectoriel sans et avec capteur", Thèse de doctorat, UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'Industrie, Université Franche-Comté, France, 1996.
- [76] L. Morel, M. Godfroid, A. Mirzaian & J. M. Kauffmann, "Double fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor", IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 145, no. 4, pp. 360-368, 1998.
- [77] D. Ramuz, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann & S. Tnani, "Control strategy of double fed induction machine for variable speed drives", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, pp. 1340-1345, 1998.
- [78] D. Ramuz, M. Godfroid, A. Mirzaian, J. M. Kauffmann & S. Tnani, "Robustness of double fed machine control law to load variation", Electrimacs, Lisbon, Portugal, 1999.

- [79] M. Bouderbala, B. Bossoufi, A. Lagrioui, M. Taoussi, H. A. Aroussi & Y. Ihedrane, "Direct and indirect vector control of a doubly fed induction generator based in a wind energy conversion system", *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 9, no. 3, pp. 1531-1540, 2018.
- [80] K. Abdoune, F. Abdoune & D. Aouzellag, "Vector control of doubly-fed induction machine for stand-alone variable speed energy system", *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Alger, Algérie, 2018.
- [81] N. Zerzouri, N. Benalia & N. Ben Si Ali, "Contribution to PI control speed of a doubly fed induction motor", 6th *International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT)*, Istanbul, Turkey, 2018.
- [82] M. Elmahfoud, B. Bossoufi, M. Taoussi, N. El ouanjli & A. Derouich, "Rotor field oriented control of doubly fed induction motor", 5th *International Conference on Optimization and Applications (ICOA)*, Kenitra, Morocco, 2019.
- [83] I. Takahashi & T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no.5, pp. 820-827, 1986.
- [84] A. A. Naassani, E. Monmasson & J. P. Louis, "Synthesis of direct torque and rotor flux control Algorithms by means of sliding-mode theory", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 785-799, 2005.
- [85] S. J. Fattahi & A. A. Khayyat, "Direct torque control of brushless doubly fed induction machine", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Pisa, Italy, pp. 1744-1747, 2010.
- [86] G. Naveen, P. K. S. Sarvesh & B. R. Krishna, "DTC control strategy for doubly fed induction machine", *International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)*, vol. 3, no. 1, pp. 92-95, 2013.
- [87] F. Boumaraf, M. L. Bendaas, A. Rachid & B. Sebti, "Direct torque control of doubly fed induction machine", *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 7, no. 3, pp. 541-555, 2015.
- [88] A. Zemmit, R. Sadouni & A. Meroufel, "Direct torque control of double feed induction machine (DTC-DFIM)", *Journal of Advanced Research in Science and Technology (JARST)*, 2014.
- [89] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El Ghzizal, M. Errouha & M. Taoussi, "Direct torque control of doubly fed induction motor (DFIM)", 2^{ème} *Colloque Franco-Marocain sur les Energies Renouvelables et leur Intégration aux Réseaux de Transport et de Distribution (COFMER'02)*, Morocco, 2017.
- [90] O. A. Mohammed, Z. Liu & S. Liu, "Stator power factor adjustable direct torque control of doubly-fed induction machines", *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 572-578, 2005.
- [91] A. M. S. Mendes & A. J. Marques Cardoso, "Fault tolerant operating strategies applied to three-phase induction motor drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1807-1817, 2006.
- [92] F. Bonnet, P. E. Vidal & M. Pietrzak-David, "Dual direct torque control of doubly fed induction machine", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2482-2490, 2007.
- [93] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El Ghzizal, M. Taoussi, Y. El Mourabit, K. Mezioui & B. Bossoufi, "Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter", *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 4, no. 17, pp. 1-9, 2019.
- [94] H. Sira-Ramírez, "Sliding mode control: the delta-sigma modulation approach", Springer International Publishing Switzerland, 2015.
- [95] V. Utkin, J. Guldner & J. Shi, "Sliding mode control in electromechanical systems", Taylor & Francis, 1999.
- [96] V. I. Utkin, "VSS with sliding mode", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-22,

- no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [97] F. Harashima, H. Hashimoto & S. Kondo, "Mofset converter-fed position system with sliding mode control", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IE-32, no. 3, pp. 238-244, 1985.
- [98] H. Hashimoto & K. Mayurama, "Practical realization of VSS controller for robotic arm", IEEE, IECONF, pp. 34-40, 1986.
- [99] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa & F. Harashima, "Brushless servo motor control using variable structure approach", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 1, pp. 160-170, 1988.
- [100] W. Gao & J. C. Hing, "Variable Structure Control of Nonlinear System, A new approach", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 1, pp. 45-55, 1993.
- [101] A. Kechich & B. Mazari, "La commande par mode glissant: Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire)", Afrique SCIENCE, vol. 04, no. 1, pp. 21-37, 2008.
- [102] P.E. Vidal & M. Pietrzak-David, "Flux sliding mode control of a doubly fed induction machine", European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2005.
- [103] Y. Bekakra & D. ben attous, "A sliding mode speed and flux control of a doubly fed induction machine", International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, pp. I-174-I-178, 2009.
- [104] A. F. Payam & M. Jalalifar, "Robust speed sensorless control of doubly-fed induction machine based on input-output feedback linearization control using a sliding-mode observer", International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems, New Delhi, pp. 1-5, 2006.
- [105] Z. Boudjema, R. Taleb, A. Yahdou & H. Kahal, "High order sliding mode control of a DFIM supplied by two power inverters", Journal of Electronic and Computer Engineering, vol. 8, no. 1, pp. 23-30, 2015.
- [106] A. E. Fadili, F. Giri, A. E. Magri & L. Dugard, "Nonlinear controller for Doubly Fed Induction Motor with bi-directional AC/DC/AC converter", 11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing, Caen, France, 2013.
- [107] J. Soltani, A. Farrokh Payam & M.A. Abbasian, "A speed sensorless sliding-mode controller for doubly-fed induction machine drives with adaptive Backstepping observer", IEEE International Conference on Industrial Technology, Mumbai, pp. 2725-2730, 2006.
- [108] B. M. Dehkordi, A. F. Payam, M. N. Hashemnia & S. K. Sul, "Design of an adaptive Backstepping controller for doubly-fed induction machine drives", Journal of power electronics, vol. 9, no. 3, pp. 343-353, 2009.
- [109] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets", Information and Control, vol. 8, no. 3, pp. 338-353, 1965.
- [110] A. K. Jain, M. Jianchang & K. M. Mohiuddin, "Artificial neural networks: A Tutorial", IEEE Magazine: Computer, vol. 29, no. 3, pp. 31-44, 1996.
- [111] K. Loukal & L. Benalia, "Speed control of a doubly fed induction motor based on fuzzy logic controller", The First National Conference on Electronics and New Technologies, M'sila, Algerie, 2015.
- [112] K. Loukal, L. Benalia & A. Bouguerra, "Speed control of a doubly fed induction motor based on fuzzy gain-adaptive IP", International Journal of Information Technology and Electrical Engineering, vol. 6, no. 3, pp. 43-50, 2017.
- [113] K. Loukal & L. 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, 2016.
- [114] A. Saidi & F. Naceri, "Comparative study between sliding mode controller and fuzzy sliding mode controller in a speed control for doubly fed induction motor", 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology, Hammamet, Tunisia, 2016.
- [115] A. Zemmit, S. Messalti & A. Harrag, "A new improved DTC of doubly fed induction machine

- using GA-based PI controller", *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 9, pp. 1877-1885, 2018.
- [116] N. Cherfia, "Etude d'une Chaîne de Conversion de l'Energie Eolienne". Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2018.
- [117] H. W. Van der Broeck, H.-C. Skudelny & G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [118] H. Amimeur, D. Aouzellag, R. Abdessemed & K. Ghedamsi, "Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems", *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 42, no. 1, pp. 60-70, 2012.
- [119] G. Grellet & G. Clerc, "Actionneurs Electriques: Principes, Modèles, commande", Edition Eyrolles, 1999.
- [120] R. Abdelli, D. Rekioua, T. Rekioua & A. Tounzi, "Improved direct torque control of an induction generator used in a wind conversion system connected to the grid". *ISA Transactions*, vol. 52, no. 4, pp. 525-538, 2013.
- [121] H. Amimeur, "Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile". Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2012.
- [122] E. Sehrlir & Meral Altinay, "Simulation of three - phase voltage source pulse width modulated (PWM) LCL filtered rectifier based on input - output linearization nonlinear control". 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, Basov, pp. 564-569, 2010.
- [123] P. Rioual, H. Pouliquen & J. P. Louis, "Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation", *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, Brighton, UK, vol. 4, pp. 8-14, 1993.
- [124] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder & A. Djerioui, "Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control", *International Review of Electrical Engineering*, vol. 10, no. 2, pp. 266-276, 2015.
- [125] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder & A. Djerioui, "Hybrid backstepping control of a doubly fed wind energy induction generator". *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 11, no. 1, pp. 367-376, 2015.
- [126] M. M. Negm & T. M. Nasab, "Integral VSC and Preview Control of Efficiency and Speed for a DC Drive", *Proceedings. International Conference on Power System Technology*, Kunming, China, vol. 2, pp. 675-682, 2002.
- [127] A. Arias, L. Romeral, E. Aldabas & M. Jayne, "Stator flux optimised Direct Torque Control system for induction motors", *Electric Power Systems Research*, vol. 73, no. 3, pp. 257-265, 2005.
- [128] M. T. Cao, "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue", Thèse de doctorat (PhD), Université Laval, Québec, Canada, 1997.
- [129] A. Masmoudi, A. Toumi, M. B. A. Kamoun & M. Poloujadoff, "Power on analysis and efficiency optimization of a doubly fed synchronous machine", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 21, no. 4, pp. 473-491, 1993.
- [130] M. Allam, B. Dehiba, M. Abid, Y. Djeriri & R. Adjoudj, "Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne", *Journal of Advanced Research in Science and Technology (JARST)*, vol. 1, no. 2, pp. 88-100, 2014.
- [131] A. Khlaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", Thèse de doctorat, AIX-Marseille Université et l'École supérieure des sciences et techniques, Tunis, 2012.
- [132] N. Abu-tabak, "Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines: modélisation, commande, observation et simulation", Thèse de doctorat, École Centrale de Lyon, France, 2008.

- [133] K. Chafaa, "Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2006.
- [134] K. Kouzi, "Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2008.
- [135] Y. Mihoub, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université des sciences et de technologie Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie, 2012.
- [136] A. M. Joseph, "La logique floue et ses applications industrielles", Quaderni, Intelligence artificielle et entreprise: l'entreprise intelligente, no. 25, pp. 75-86, 1995.
- [137] Z. Li, "Fuzzy Chaotic Systems: Modeling, Control and Applications", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2006.
- [138] R. Lowen & A. Verschoren, "Foundations of Generic Optimization, Volume 2: Applications of Fuzzy Control, Genetic Algorithms and Neural Networks", Springer, 2008.
- [139] F. Boumaraf, "Commande d'un aérogénérateur - apport des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2014.
- [140] S. Bourdim, "Contribution au diagnostic des générateurs utilisés dans les systèmes éoliens", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2015.
- [141] I. H. Altaş, "Fuzzy logic control in energy systems with design applications in MatLab/Simulink", Institution of Engineering and Technology, 2017.
- [142] J. Galindo, A. Urrutia & M. Piattini, "Fuzzy databases: modeling, design and implementation", Idea Group Inc., 2006.
- [143] L. Zadeh, "The fuzzy systems handbook: A practitioner's guide to building, using, and maintaining fuzzy systems", Earl Cox, Academic Press, Inc., New York, 1994.
- [144] S. Mokeddem, "Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques". Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas, Setif, Algérie, 2010.
- [145] N. Talbi, "Conception des systèmes d'inférence floue par des approches hybrides: Application pour la commande et la modélisation des systèmes non linéaires", Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2014.
- [146] H. Bühler, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1994.
- [147] S. Chekkal, N. Aouzellag Lahaçani, D. Aouzellag & K. Ghedamsi, "Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator", Electrical Power and Energy Systems, vol. 59, pp. 166-175, 2014.
- [148] I. Hamzaoui, F. Bouchafaa, A. Talha & A. Boukhelifa, "Fuzzy logic control for a speed of a flywheel energy storage system associated the wind generator", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Istanbul, Turkey, pp. 537-543, 2011.
- [149] A. Bouguerra, "Commande tolérante aux défauts d'un appareil à vol vertical", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2015.
- [150] T. Laamayad, "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. Apport de la logique floue", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2014.
- [151] C. C. Kung & C. C. Liao, "Fuzzy-sliding mode controller design for tracking control of non-linear system", Proceeding of American Control Conference, Baltimore, MD, USA, vol. 1, pp. 180-184, 1994.
- [152] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.
- [153] L. Barazane, P. Sicard & R. Ouiguini, "Cascade fuzzy variable structure control of induction motor based on the approach of fuzzy modelling of Ben-Ghalia", International Journal of

- Systems Science, vol. 40, no. 3, pp. 309-326, 2009.
- [154] A. Herizi, H. E. Smaini, R. Mahmoudi, A. Bouguerra, S. Zeghlache & R. Rouabhi, "Speed control of a doubly-fed induction machine using fuzzy controller", The First International Conference on Materials, Environment, Mechanical and Industrial Systems, Djelfa, Algeria, 2019.
- [155] A. Herizi, H. E. Smaini, R. Mahmoudi, A. Bouguerra, S. Zeghlache & R. Rouabhi, "Comparison study between Mamdani and Sugeno fuzzy inference systems for speed control of a doubly-fed induction motor", 8^{ème} Conférence Internationale en Automatique & Traitement de Signal, Sousse, Tunisie, 2019.
- [156] G. J. Klir & B. Yuan, "Fuzzy sets and fuzzy logic: Theory and applications", Prentice Hall PTR, 1995.
- [157] B. Bede, "Mathematics of fuzzy sets and fuzzy logic", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, New York, 2013.
- [158] N. N. Karnik & J. M. Mendel, "Introduction to type-2 fuzzy logic systems", International Conference on Fuzzy Systems Proceedings, Anchorage, AK, USA, vol. 2, pp. 915-920, 1998.
- [159] J. M. Mendel & R. I. B. John, "Type-2 fuzzy sets made simple", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 10, no. 2, pp. 117-127, 2002.
- [160] J. M. Mendel, "Computing derivatives in interval type-2 fuzzy logic systems", IEEE transactions on fuzzy systems, vol. 12, no. 1, pp. 84-98, 2004.
- [161] X. Ye, L. L. Fu & Y. Zhang, "Type-2 fuzzy logic system and level set", Third International Conference on Semantics, Knowledge and Grid, Shan Xi, pp. 80-85, 2007.
- [162] L. Ruthowski, "Computational intelligence: methods and techniques", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [163] O. Castillo & P. Melin, "Type-2 fuzzy logic: Theory and applications", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [164] J. Mendel, H. Hagsras, W. W. Tan, W. W. Melek & H. Ying, "Introduction to type-2 fuzzy logic control: Theory and applications", IEEE Press Series on Computational Intelligence, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2014.
- [165] N. N. Karnik, J. M. Mendel & Q. Liang, "Type-2 fuzzy logic systems", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol. 7, no. 6, pp. 643-658, 1999.
- [166] Q. Liang & J. M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol. 8, no. 5, pp. 535-550, 2000.
- [167] D. K. Jana, S. Pramanik, P. Sahoo & A. Mukherjee, "Interval type-2 fuzzy logic and its application to occupational safety risk performance in industries", Soft Computing, Springer Berlin Heidelberg, vol. 23, no. 2, pp. 557-567, 2019.
- [168] J. M. Mendel, R. I. John & F. Liu, "Interval type-2 fuzzy logic systems made simple", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, no. 6, pp. 808-821, 2006.
- [169] S. Lata & M. Ayyub, "Interval type-2 fuzzy logic system", International Journal of Electronic and Electrical Engineering, vol. 7, no. 3, pp. 219-224, 2014.
- [170] Y. Chen, "Study on centroid type-reduction of interval type-2 fuzzy logic systems based on noniterative algorithms", Hindawi, Complexity, 2019.
- [171] K. Chafaa, M. Ghanai & K. Benmahammed, "Fuzzy modeling using Kalman Filter", IET Control Theory & Applications, vol. 1, no. 1, pp. 58-64, 2007.
- [172] O. Castillo & P. Melin, "A review on interval type-2 fuzzy logic applications in intelligent control", Information Sciences, vol. 279, pp. 615-631, 2014.
- [173] O. Castillo, L. Amador-Angulo, J. R. Castro & M. Garcia-Valdez, "A comparative study of type-1 fuzzy logic systems, interval type-2 fuzzy logic systems and generalized type-2 fuzzy logic systems in control problems", Information Sciences, vol. 354, pp. 257-274, 2016.
- [174] J. M. Mendel, "Uncertain rule-based fuzzy logic systems: Introduction and new directions", Second Edition, Springer International Publishing, 2017.

- [175] H. A. Hagra, "A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 524-539, 2004.
- [176] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeghlache, R. Rouabhi, H. E. Smaini & R. Mahmoudi, "Type-2 Sugeno fuzzy logic inference system for speed control of a doubly-fed induction motor", 1st International Conference on Digitization and its Applications, M'sila, Algérie, 2020.
- [177] A. Bartoszewicz, "Sliding Mode Control", InTech, Croatia, 2011.
- [178] J. J. E. Slotine & W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [179] U. Benz, "Réglage par mode de glissement hybride: appliqué au réglage de position de systèmes électromécaniques", Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale, Lausanne, Suisse, 1990.
- [180] S. Taraft, D. Rékioua & D. Aouzellag, "Commande en mode glissant de la MADA dans une éolienne à vitesse variable connectée au réseau", *Revue des Energies Renouvelables SMEE'10*, Bou Ismaïl, Tipaza, Algérie, pp. 337-346, 2010.
- [181] S. A. E. Ardjoun, M. Abid, A. Aissaoui & A. Tahour, "A robust sliding mode control applied to the double fed induction machine", *IU-JEEE*, vol. 12, no. 1, pp. 1445-1451, 2012.
- [182] J. J. E. Slotine & J. A. Coetsee, "Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems", *International Journal of Control*, vol. 43, no. 6, pp. 1631-1651, 1986.
- [183] S. Zeghlache, "Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical", Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, Algérie, 2014.
- [184] R. Ouiguini, R. Bouzid & Y. Sellami, "Une commande robuste par mode glissant flou appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile non holonome", *Conférence Internationale sur les Systemes de Télécommunications, d'Electronique Médicale et d'Automatique*, Tlemcen, Algeria, 2003.
- [185] B. Dehiba, A. Meroufel, A. Bendaoud & M. B. Benabdellah, "Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation", *ACTA Electrotechnica*, vol. 48, no. 3, pp. 194-200, 2007.
- [186] N. Hamdi, "Amélioration des performances des aérogénérateurs", Thèse de doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, Algérie, 2013.
- [187] M. Loucif, "Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur", Thèse de doctorat, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, Algérie, 2016.
- [188] Y. Feng, B. Chen, X. Yu & Y. Yang, "Terminal sliding mode control of induction generator for wind energy conversion systems", 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 4741-4746, 2012.
- [189] Y. Errami, M. Maaroufi & M. Ouassaid, "Variable structure direct torque control and grid connected for wind energy conversion system based on the PMSG", *IEEE International Conference on Complex Systems*, Agadir, Morocco, pp. 1-6, 2012.
- [190] D. Kairous & R. Wamkeue, "DFIG-based fuzzy sliding-mode control of WECS with flywheel energy storage", *Electric Power Systems Research*, vol. 93, pp. 16-23, 2012.
- [191] S. V. Emilyanov, "Variable structure control systems", Moscow, Nauka, 1967.
- [192] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding mode", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [193] H. Benderradji, "Contribution à la commande robuste de la machine à induction", Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2013.
- [194] A. G. Fillipov, "Application of the theory of differential equations with discontinuous right-hands sides to non-linear problems in automatic control", *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 1, no. 1, pp. 933-937, 1960.
- [195] A. Sabanovic, L. M. Fridman & S. Spurgeon, "Variable structure systems from principles to implementation", *IET control Engineering series 66*, The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2004.

- [196] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall PTR, 2002.
- [197] I. Bendaas & F. Nacéri, "A New Method to Minimize the Chattering Phenomenon in Sliding Mode Control Based on Intelligent Control for Induction Motor Drives", Serbian journal of electrical engineering, vol. 10, no. 2, pp. 231-246, 2013.
- [198] S. A. E. Ardjoun, M. Abid, A. Aissaoui & A. Nacéri, "A robust sliding mode control applied to the double fed induction machine", International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, vol. 5, no. 4, pp. 315-321, 2011.
- [199] I. Bendaas, F. Nacéri & S. belkacem, "Improving asynchronous motor speed and flux loop control by using hybrid fuzzy-SMC controllers", International Journal of Automation and Computing, vol. 11, no. 4, pp. 361-367, 2014.
- [200] S. Zeghlache, M. Z. Ghellab & A. Bouguerra, "Adaptive type-2 fuzzy sliding mode control using supervisory type-2 fuzzy control for 6 DOF octorotor aircraft", International Journal of Intelligent Engineering and Systems, vol. 10, no. 3, 2017.
- [201] S. Belhamdi & A. Goléa, "Direct field-oriented control using fuzzy logic type-2 for induction motor with broken rotor bars", AMSE JOURNALS-AMSE IETA publication, Series: Advances C, vol. 72, no. 4, pp. 203-212, 2017.
- [202] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeghlache & R. Rouabhi, "Hybrid Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control of a Doubly-Fed Induction Machine (DFIM)", AMSE Journals-IETA Publication, Advances in Modelling and Analysis C, vol. 74, no. 2-4, pp. 1-10, 2019.
- [203] O. Castillo & P. Melin, "A review on the design and optimization of interval type-2 fuzzy controllers", Applied Soft Computing, vol. 12, no. 4, pp. 1267-1278, 2012.
- [204] J. R. Castro, O. Castillo, P. Melin & A. Rodríguez-Díaz, "A hybrid learning algorithm for a class of interval type-2 fuzzy neural networks", Information Sciences, vol. 179, no. 13, pp. 2175-2193, 2009.
- [205] R. Martínez, O. Castillo & L. Aguilar, "Optimization of interval type-2 fuzzy logic controllers for a perturbed autonomous wheeled mobile robot using genetic algorithms", Information Sciences, vol. 179, no. 13, pp. 2158-2174, 2009.
- [206] D. Wu & W. W. Tan, "A simplified type-2 fuzzy logic controller for real-time control", ISA Transactions, vol. 45, no. 4, pp. 503-516, 2006.
- [207] O. Castillo, R. M. Marroquín, P. Melin, F. Valdez & J. Soria, "Comparative study of bio-inspired algorithms applied to the optimization of type-1 and type-2 fuzzy controllers for an autonomous mobile robot", Information Sciences, vol. 192, pp. 19-38, 2012.
- [208] M. Krstic & A. Smyshlyaev, "Boundary control of PDEs : a course on backstepping designs", Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 2008.
- [209] J. Zhou & C. Wen, "Adaptive backstepping control of uncertain systems : Nonsmooth Nonlinearities, Interactions or Time-Variations", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [210] T. Meurer, "Control of higher-dimensional PDEs : flatness and backstepping designs", Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.
- [211] S. Rudra, R. K. Barai & M. Maitra, "Block Backstepping Design of Nonlinear State Feedback Control Law for Underactuated Mechanical Systems", Springer Science + Business Media Singapore, 2017.
- [212] W. Wang, C. Wen & J. Zhou, "Adaptive backstepping control of uncertain systems with actuator failures, subsystem interactions, and nonsmooth nonlinearities", CRC Press, Taylor & Francis Group, LLC., 2017.
- [213] A. R. Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse de doctorat (Ph.D), Université de Laval, Québec, Canada, 2000.
- [214] Hassan K. Khali, "Nonlinear systems", Second Edition, Prentice Hall, Inc., 1996.
- [215] A. Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes, Amiens, 1998.

- [216] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic & A. S. Morse, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 36, no. 11, pp. 1241-1253, 1991.
- [217] A. Feurer & A. S. Morse, "Adaptive control of single-input, single-output linear systems", *IEEE Conference on Decision and Control including the 16th Symposium on Adaptive Processes and A Special Symposium on Fuzzy Set Theory and Applications*, New Orleans, LA, USA, pp. 1030-1035, 1977.
- [218] J. Tsinias, "Sufficient Lyapunov-like conditions for stabilization", *Mathematics of Control, Signals and Systems*, vol. 2, pp. 343-357, 1989.
- [219] P. V. Kokotovic & H. J. Sussmann, "A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems", *Systems & Control Letters*, vol. 13, no. 2, pp. 125-133, 1989.
- [220] M. Elkhailil, "Modélisation, Observation et Commande : Une approche multimodèle", Thèse de Doctorat, Université de Caen Basse-Normandie, France, et Université de Gabès, Tunisie, 2011.
- [221] F. Milsant, "Asservissements linéaires: Tome I, Analyse", Editions Eyrolles, 1981.
- [222] R. Prigent & M. Auclerc, "Régulation et automatisme des systèmes frigorifiques", Dunod, 2010.
- [223] A. Kaddouri, "Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, Université de Laval, Québec, Canada, 2000.
- [224] K. Kendouci, "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, Université des sciences et de technologie Mohamed Boudiaf, Oran, Algérie, 2012.
- [225] H. Tan & J. Chang, "Adaptive backstepping control of induction motor with uncertainties", *Proceedings of the American control conference*, San Diego, California, vol. 1, pp. 1-5, 1999.
- [226] M. Ghanes, A. Glumineau & J. Deleon, "Backstepping Observer validation for sensorless induction motor on low frequencies Benchmark", *IEEE International conference on industrial Technology*, vol. 3, pp. 1368-1373, Hammamet, Tunisia, 2004.
- [227] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeglache & R. Rouabhi, "Backstepping control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy controller", *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 20, no. 5-6, pp. 645-657, 2018.
- [228] A. Aissaoui, M. Abid, H. Abid, A. Tahour & A. Zebalah, "A Fuzzy Logic Controller for Synchronous Machine", *Journal of Electrical Engineering*, vol. 58, no. 5, pp. 285-290, 2007.
- [229] D. Ben Attous and Y. Bekakra, "Speed Control of a Doubly Fed Induction Motor using Fuzzy Logic Techniques", *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 2, no. 3, pp. 179-191, 2010.
- [230] A. F. Amer, E. A. Sallam & W. M. Elawady, "Adaptive fuzzy sliding mode control using supervisory fuzzy control for 3 DOF planar robot manipulators", *Applied Soft Computing*, vol. 11, no. 8, pp. 4943-4953, 2011.

Annexes

ANNEXE A

TRANSFORMATION DE PARK

La transformation qui permet le passage de système triphasé équilibré au système biphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer (U, V) en fonction de (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) . D'après la figure (II.3) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_a)V_{sa} + \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} + \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \\ V = -\sin(\theta_a)V_{sa} - \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} - \sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Donc :

$$[P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

La matrice de passage inverse est décrite par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Pour un repère lié au stator ($\theta_a = 0$) avec la composante homopolaire nulle, on obtient :

$$[P] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Avec :

$K = \frac{2}{3}$: Pour conserver les amplitudes.

$K = \sqrt{\frac{2}{3}}$: Pour conserver la puissance.

Nous avons utilisé $K = \frac{2}{3}$ pour conserver la puissance, alors $[P]$ devient :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

L'application de la transformation de PARK au système triphasé donne :

A.1 Les tensions

$$[V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{A.6})$$

$$[P(\theta_a)][V_{suv}] = R_s [P(\theta_a)][I_{suv}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_a)][\varphi_{suv}]) \quad (\text{A.7})$$

$$[V_{suv}] = R_s [I_{suv}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{suv}] + \frac{d[P(\theta_a)]}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} [\varphi_{suv}] \quad (\text{A.8})$$

Après le remplacement dans l'équation (A.8) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

A.2 Les flux

Pour le stator :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{A.11})$$

$$[\varphi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_s][I_{sabc}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{A.12})$$

$$[\varphi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_s][P(\theta_a)]^{-1}[I_{suv}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][P(\theta_a)]^{-1}[I_{ruv}] \quad (\text{A.13})$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][I_{sabc}] + [P(\theta_a)][L_r][I_{rabc}] \quad (\text{A.14})$$

$$[\varphi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][P(\theta_a)]^{-1}[I_{suv}] + [P(\theta_a)][L_r][P(\theta_a)]^{-1}[I_{ruv}] \quad (\text{A.15})$$

La forme matricielle sera donnée par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \\ \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 \\ \frac{3}{2}M_0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 & l_r - M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

On pose :

$$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r, M = \frac{3}{2}M_0$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \\ \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

On peut écrire l'équation (A.17) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sv} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sv} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

ANNEXE B

DEVELOPPEMENT DE LA MATRICE A ET B

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation peut être écrit sous la forme matricielle comme suit :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{B.1})$$

Avec :

$$X = [\varphi_{sd} \quad \varphi_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T \text{ et } U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & -\beta\omega & -\delta & (\omega_s - \omega) \\ \beta\omega & \alpha & -(\omega_s - \omega) & -\delta \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \alpha = \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s}; \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s}; \delta = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \right)$$

Pour faciliter la simulation, on décompose la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_1] + [A_2]\omega_s + [A_3]\omega \quad (\text{B.2})$$

Avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ \alpha & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & -\delta \end{bmatrix}; [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}; [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & -1 \\ \beta & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour faire des testes de robustesse, on décompose la matrice [A₁] comme suit :

$$[A_1] = \frac{R_s}{L_s} [A_{11}] + \frac{MR_s}{L_s} [A_{12}] + \frac{MR_s}{L_s^2 L_r - M^2 L_s} [A_{13}] + \left(\left(\frac{R_r}{L_r - \frac{M^2}{L_s}} \right) + \left(\frac{M^2 R_s}{L_s^2 L_r - M^2 L_s} \right) \right) [A_{14}] \quad (\text{B.3})$$

Avec :

$$[A_{11}] = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A_{12}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A_{13}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[A_{14}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}.$$

Et [A₃] comme suit:

$$[A_3] = \frac{M}{L_s L_r - M^2} [A_{31}] + [A_{32}] \quad (\text{B.4})$$

Avec :

$$[A_{31}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A_{32}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Et $[B]$ comme suit:

$$[B] = [B_1] + \frac{M}{L_s L_r - M^2} [B_2] + \frac{1}{L_r \frac{M^2}{L_s}} [B_3] \quad (\text{B.5})$$

Avec :

$$[B_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [B_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [B_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

ANNEXE C

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

C.1 Paramètres nominales

$P_n = 4 \text{ KW}$	Puissance nominale.
$v/U = 220/380V - 50Hz$	Tension nominale.
$i/I = 15/8.6A$	Courant nominale.
$\Omega_n = 1440 \text{ tr/min}$	Vitesse nominale.
$P = 2$	Nombre de paires de pôles.

C.2 Paramètres électriques

$R_s = 1.2 \Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 1.8 \Omega$	Résistance du rotor.
$L_s = 0.1554 \text{ H}$	Inductance du stator.
$L_r = 0.1568 \text{ H}$	Inductance du rotor.
$M = 0.15 \text{ H}$	Inductance Mutuelle.

C.3 Paramètres mécaniques

$J = 0.2 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.001 \text{ N.m.s/rd}$	Coefficient de frottement.

ANNEXE D

DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR PI

La figure suivante montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.

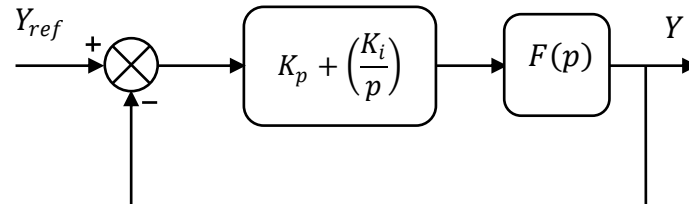


Figure (D.1) : Schéma bloc d'un système corrigé par un régulateur PI.

La forme du correcteur est la suivante :

$$K_p + \left(\frac{K_i}{p} \right) \quad (D.1)$$

Avec :

K_p : le gain proportionnel du régulateur

K_i : le gain intégral du régulateur

Si on considère la fonction du transfert suivante :

$$F(p) = \left(\frac{K}{1+\tau p} \right) \quad (D.2)$$

En boucle ouverte on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(p) = \left(K_p + \left(\frac{K_i}{p} \right) \right) \times \left(\frac{K}{1+\tau p} \right) = \left(\frac{K(K_p p + K_i)}{p.(1+\tau p)} \right) = K K_i \frac{1 + \left(\frac{K_p p}{K_i} \right)}{p.(1+\tau p)} \quad (D.3)$$

On prend : $\tau = \frac{K_p}{K_i}$

Alors :

$$F_{BO}(p) = \frac{K_i \cdot K}{p} \quad (D.4)$$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(p) = \frac{F_{BO}(p)}{1+F_{BO}(p)} = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{K_i \cdot K} p} \right) \quad (D.5)$$

Pour attendre 95% de la consigne, le temps de repense t_r du système bouclé vaut :

$$t_r = 3 \cdot \frac{1}{K_i \cdot K} = 3 \cdot \frac{\tau}{K_p \cdot K} \Rightarrow \begin{cases} K_p = 3 \cdot \frac{\tau}{t_r \cdot K} \\ K_i = \frac{3}{t_r \cdot K} \end{cases} \quad (D.6)$$

ANNEXE E

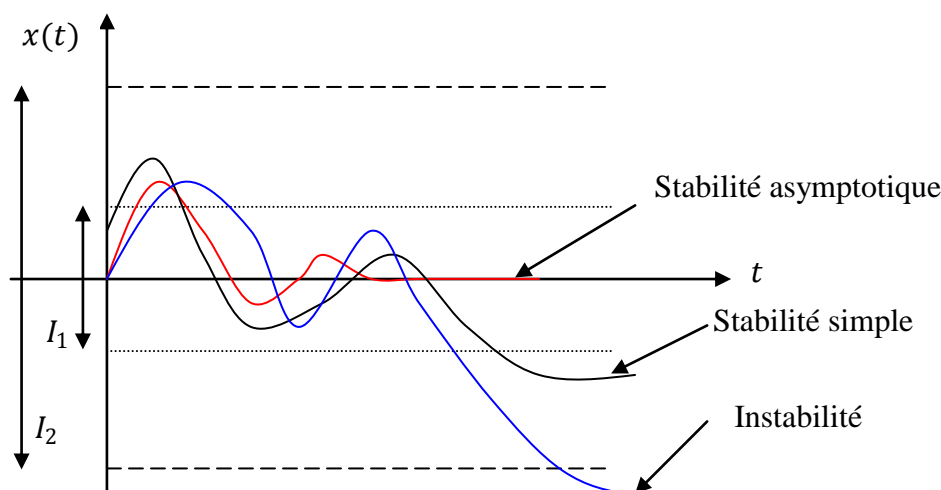
ANALYSE DE LA STABILITE PAR LA METHODE DE LYAPUNOV

La stabilité d'un système est la chose la plus importante à étudier, elle peut être déterminée par l'utilisation des critères de Routh, Nyquist,...

L'étude de stabilité par la théorie de Lyapunov est une méthode plus générale, elle est appliquée aux systèmes linéaires ou non linéaires.

E.1 La stabilité

On dit que $x(t)$ est stable si : $\forall x_0 \in I_1 \Rightarrow \exists I_2(I_1): x(t) \leq I_2$



Stabilité simple : $x(t)$ ne converge pas vers le point équilibre.

Stabilité asymptotique : $x(t)$ converge vers le point équilibre.

E.2 Définition positive des fonctions scalaires

Une fonction scalaire $V(t)$ est dite fonction définie positive si :

$$\forall x: V(x) > 0 \text{ et } V(0) = 0$$

Et dite définie négative si : $-V(x)$ est définie positive.

E.2.1 Forme quadratique

$$V(x) = x^T P x = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n] \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1n} \\ P_{21} & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ P_{n1} & \dots & \dots & P_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{E.1})$$

P : matrice réelle symétrique

La définition positive de la forme quadratique $V(x)$ peut être déterminée par le critère de Sylvester, qui énonce que :

$V(x)$ Définie positive si :

$$P_{11} > 0$$

$$\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} > 0$$

$$\begin{bmatrix} P_{11} & \dots & \dots & P_{1n} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ P_{n1} & \dots & \dots & P_{nn} \end{bmatrix} > 0$$

E.3 méthode de Lyapunov

Soit le système $\dot{x} = Ax$ et la fonction d'énergie $V(x) = x^T Px$ est une fonction d'énergie candidate.

$$\dot{V}(x) = \dot{x}^T Px + x^T P\dot{x} = x^T (A^T P + PA)x \quad (\text{E.2})$$

On dit que le système est stable si : $\dot{V}(x) < 0$, donc il faut que $(A^T P + PA)$ soit définie négative.

$$\text{On pose : } A^T P + PA = -Q$$

Où Q est une matrice définie positive, donc :

$$\dot{V}(x) = -x^T Qx \quad (\text{E.3})$$

Pour que le système soit stable on choisie P comme étant une matrice symétrique définie positive, on trouve Q définie positive.

Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de doctorat en science en Génie électrique

Thème:

Amélioration des performances de la commande non linéaire robuste d'un moteur asynchrone à double alimentation "MADA"

Par: HERIZI Abdelghafour

Résumé:

L'idée principale de ce sujet est consisté à trouver une commande non linéaire robuste pour la machine asynchrone à double alimentation "MADA" par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue type-1 & 2) en vue d'améliorer les performances de cette commande (réduction des oscillations, entraînement des charges à vitesses variables, ..., etc.). Il s'agit de considérer plusieurs techniques de commande étudiées à savoir : vectorielle, mode de glissant, backstepping.

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 commandes 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, Modélisation, Convertisseurs bidirectionnels, commande vectorielle, mode glissant, backstepping, logique floue type 1 et type 2.

Abstract:

The main idea of this topic is to find a robust nonlinear control for the doubly-fed induction machine "DFIM" by the use of intelligent techniques (fuzzy logic type-1 & 2) in order to improve the performance of this command (reduction of oscillations, drive of loads at variable speeds, etc.). This involves considering several control techniques studied, namely: vectorial, sliding mode, backstepping.

Simulations are carried out to validate each order. Finally, a comparative study between the different types of orders offered was presented. The results obtained from these robust control techniques based on the fuzzy systems of the dual-feed asynchronous machine translate into better dynamic performance of speed, torque and flux.

Keywords:

DFIM, Modeling, Bidirectional converters, control vector, sliding mode, backstepping, fuzzy logic type 1 and type 2.

ملخص:

الفكرة الرئيسية لهذا الموضوع هي إيجاد تحكم غير خطي قوي لماكنة لاتزامنية ثنائية التغذية "MADA" باستخدام التقنيات الذكية (المنطق الضبابي النوع 1 و 2) من أجل تحسين أداء هذا الأمر (تقليل التذبذبات ، قيادة الأحمال بسرعات متغيرة ، إلخ). يتضمن ذلك دراسة العديد من تقنيات التحكم التي تمت دراستها ، وهي: الاتجاهية ، والوضع الانزلاقي ، والخطوة الخلفية.

يتم إجراء عمليات المحاكاة للتحقق من صحة كل طلب. أخيراً ، تم تقديم دراسة مقارنة بين الأنواع المختلفة من الطلبات المقدمة. النتائج التي تم الحصول عليها من تقنيات التحكم القوية هذه القائمة على الأنظمة الضبابية للآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزوجة تترجم إلى أداء ديناميكي أفضل للسرعة والعزم والتدفق.

الكلمات المفتاحية:

ماكنة لاتزامنية ثنائية التغذية ، النمذجة ، المحولات ثنائية الاتجاه ، التحكم المتجه ، الوضع الانزلاقي ، الخطوة الخلفية ، نوع المنطق الضبابي 1 و النوع 2.