

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° :ELM-07



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROMECHANIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : MAHMOUDI Ridha

SMAINI Houssam Eddine

Intitulé

**Commande Floue Type 2 De La Machine
Asynchrone A Double Alimentation**

Soutenu devant le jury composé de :

LAAMARI Yahia	Université M'sila	Président
HERIZI Abdelghafour	Université M'sila	Encadreur
ROUABHI Riyadh	Université M'sila	Co-Encadreur
OUAGUENI Fayssal	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018/2019

Remerciements

A L'issue de la travail nous adressons nos remerciements

Premièrement à dieu de nous avoir donné la force pour

accomplir ce travail.

nous voudrions remercier, mon encadreur de mémoire, A.HERIZI et

R.ROUABHI, pour patience, et disponibilité et surtout ses judicieux

conseils, qui ont contribué à alimenter notre réflexion

également toute l'équipe pédagogique de département génie électrique

de l'université m'sila, Surtout T.DERRADJ

Nous remercions toutes les personnes qui ont aidée lors de la rédaction

de ce mémoire..

Nous remercions ainsi que tous mes amis et proches

Dédicace

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chères sœurs pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A mes chers frères, pour leur appui et leur encouragement,

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infaillible,

Merci d'être toujours là pour moi

MAHMOUDI Ridha

SMAINI Houssam Eddine

TABLE DES MATIERES

Liste des figures	VI
Liste des tableaux	VIII
Liste des symboles	IX
Introduction générale	1

CHAPITRE I :

ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

I.1 Introduction	4
I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation	4
I.2.1 Classification	5
I.2.1.1 Machine A Double Alimentation Simple	5
I.2.1.2 Machine à double alimentation en cascade	6
I.2.1.3 Machine à double alimentation cascade a un repère	6
I.2.1.4 Machine à double alimentation sans collecteur	7
I.2.1.5 Machine à double alimentation sans balai	8
I.2.2 Comparaison entre les différentes MADA	8
I.2.3 Description et principe de fonctionnement de la MADA	9
I.2.3.1 Fonctionnement en génératrice	9
I.2.3.2 Fonctionnement en moteur	9
I.2.4 Modes de fonctionnement de la MADA	9
I.2.4.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	11
I.2.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	11
I.2.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	12
I.2.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	12
I.3 Domaines d'application de la MADA	13
I.4 Avantages et inconvénients de la MADA	14
I.4.1 Avantages De La MADA	14
I.4.2 Inconvénients de la MADA	15
I.5 Modélisation de la machine asynchrone double alimentation	15
I.5.1 Hypothèses simplificatrices	16
I.5.2 Comportement de la machine asynchrone a double alimentation	16
I.5.3 Modèle mathématique de la MADA	17

I.5.2.1	Equations électrique	17
I.5.2.2	Equations magnétiques	18
I.5.2.3	Equations mécanique	18
I.5.4	Modelé diphasé mathématique de la MADA	19
I.5.4.1	Description de la transformation de park	19
I.5.4.2	Cas particulier de la transformation de park	21
I.5.4.3	Modélisation de la MADA dans le repère de park	23
I.5.5	Modelé d'état de la MADA	23
I.5.6	Simulation de la machine asynchrone a double alimentation	24
I.5.7	Résultats de simulation de la MADA	24
I.5.8	Interprétation des résultats	26
I.6	Modélisation du système d'alimentation	27
I.6.1	La structure de la chaîne d'alimentation choisie	27
I.6.2	Modélisation du redresseur	27
I.6.3	Modélisation du filtre	29
I.7	Modélisation de l'onduleur de tension	30
I.7.1	Principe de l'onduleur a deux niveaux de tension	30
I.7.2	Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion	33
I.8	Simulation de l'association MADA avec onduleurs a MLI	35
I.8.1	Interprétation des résultats	36
I.9	Conclusion	36

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

II.1	Introduction	37
II.2	Principe de la commande vectorielle	37
II.3	Variantes de la commande vectorielle	38
II.4	Procède d'orientation du flux	39
II.5	Application de la commande vectorielle à la MADA	39
II.6	Les types de la commande vectorielle	41
II.6.1	Commande indirecte	41
II.6.2	Commande directe	41
II.7	Structure de la commande vectorielle directe de la MADA	42
II.7.1	Bloc de défluxage	42
II.7.2	Principe du découplage par compensation	43

II.8 Dimensionnement des régulateurs	43
II.8.1 Régulateur du courant I_{rd}	43
II.8.2 Régulateur du courant I_{rq}	44
II.8.3 Régulateur du flux statorique	45
II.8.4 Régulateur de vitesse	46
II.9 Simulation de la commande vectorielle de la MADA	47
II.9.1 Fonctionnement de la machine nominal	47
II.9.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	48
II.9.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	49
II.9.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique	49
II.9.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique	50
II.9.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique	51
II.9.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique	52
II.9.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie	53
II.9.9 Interprétation des résultats	54
II.10 Conclusion	54

CHAPITRE III :

COMMANDE FLOUE TYPE-1 DE LA MADA

III.1 Introduction	55
III.2 Historique de la logique floue	55
III.3 Domaine D'application	56
III.4 Principe De La Logique Floue	56
III.5 Eléments de base de la logique floue	57
III.5.1 Variables linguistiques et ensembles flous	57
III.5.2 Fonctions d'appartenance	57
III.5.3 Propriétés des ensembles flous	59
III.5.4 Operateurs sur les ensembles flous	60
III.5.5 Règles floues	61
III.6 Règles de commande par logique floue	61
III.6.1 Structure générale d'un régulateur flou	61
III.6.1.1 Interface de fuzzification	61
III.6.1.2 Base de connaissance	62
III.6.1.3 Inférence floue	62
III.6.1.3.1 Méthode D'inférence Max-Min	63

III.6.1.3.2	Méthode d'inférence max-produit	64
III.6.1.3.3	Méthode d'inférence somme-produit	65
III.6.1.4	Interface De Défuzzification	65
III.6.1.5	Contrôleurs de types "MAMDANI" et "SUGENO"	65
III.7	Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue	66
III.7.1	Avantages	65
III.7.2	Inconvénients	66
III.8	Application de la logique floue au MADA	66
III.8.1	Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	67
III.8.1.1	Fuzzification	67
III.8.1.2	Base des règles	68
III.8.1.3	La Méthode d'inférence	69
III.8.1.4	La stratégie de défuzzification	69
III.9	Schéma de commande du MADA	70
III.10	Résultats de simulation	70
III.10.1	Fonctionnement de la machine nominal	71
III.10.2	Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	72
III.10.3	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	73
III.10.4	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique	74
III.10.5	Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique	76
III.10.6	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique	77
III.10.7	Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique	78
III.10.8	Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie	79
III.10.9	Interprétations	80
III.11	Conclusion	81

CHAPITRE IV : COMMANDE FLOUE TYPE-2 DE LA MADA

IV.1	Introduction	82
IV.2	Terminologie de la logique floue type-2	82
IV.3	Les systèmes flous de type-2	85
IV.3.1	La structure de système flou type-2	85
IV.3.2	Fuzzification	86
IV.3.4	Mécanisme d'inférence	87

IV.4 La commande par logique floue type-2 de la MADA	88
IV.5 Résultats de simulation	88
IV.5.1 Fonctionnement nominal de la machine	88
IV.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge	89
IV.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse	90
IV.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique	91
IV.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique	91
IV.5.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique	92
IV.5.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique	93
IV.5.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie	94
IV.5.9 Interprétations	94
IV.6 Conclusion	95
Conclusion Générale	96
Références bibliographiques	98
ANNEX	103

Liste Des Figures

Figure I.1 : Schéma de l'alimentation de la MADA	5
Figure I.2 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple	6
Figure I.3 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade	6
Figure I.4 : Principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère	6
Figure I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur	7
Figure I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai	7
Figure I.7 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	11
Figure I.8 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	11
Figure I.9 : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	12
Figure I.10 : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	12
Figure I.11 : Représentation simplifiée de la MADA	16
Figure I.12 : Schéma physique du transforme de Park	19
Figure I.13 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	20
Figure I.14 : Schéma bloc de simulation de la MADA	24
Figure I.15 : Réponses du système avec $V_r = 0$, $C_r = 0$ N.m	25
Figure I.16 : Réponses du système avec ($V_r = 12V$, $f_r = 5HZ$) à $t = 1s$, $C_r = 15$ N.m	25
Figure I.17 : Réponses du système avec ($V_r = 12V$, $f_r = 15HZ$) à $t = 1s$, $C_r = 15$ N.m	26
Figure I.18 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine	27
Figure I.19 : Représentation du redresseur triphasé à diodes	28
Figure I.20 : Représentation de la tension redressée	29
Figure I.21 : Filtre RLC passe-bas	29
Figure I.22 : Onduleur de tensions triphasé à deux niveaux	31
Figure I.23 : Représentation d'un GTO	31
Figure I.24 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé	33
Figure I.25 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	33
Figure I.26 : Réponses du système avec ($V_r = 12V$, $f_r = 15HZ$) à $t = 1s$, $C_r = 15$ N.m	35
Figure II.1 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	38
Figure II.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique	39
Figure II.3 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA	42
Figure II.4 : Profil du flux statorique de consigne (défluxage)	43
Figure II.5 : Schéma de régulation du courant i_{rd}	43

Figure II.6 : Schéma de régulation du courant i_{rq}	43
Figure II.7 : Schéma de régulation du flux statorique.	45
Figure II.8 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse	46
Figure II.9 : Fonctionnement de la machine nominal	47
Figure II.10 : Test de robustesse pour une variation de couple résistant	47
Figure II.11 : Test de robustesse pour une variation de changer le sens de rotation sans couple résistant	49
Figure II.12 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale	50
Figure II.13 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale	51
Figure II.14 : Test de robustesse pour une variation de L_s de +20% de sa valeur nominale	52
Figure II.15 : Test de robustesse pour une variation de L_r de +20% de sa valeur nominale	53
Figure II.16 : Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale	53
Figure III.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou	57
Figure III.2 : Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance	58
Figure III.3 : Représentation de la fonction triangulaire	58
Figure III.4 : Représentation de la fonction trapézoïdale	59
Figure III.5 : Représentation de la fonction gaussienne	59
Figure III.6 : Support, hauteur et noyau d'un ensemble flou	60
Figure III.7 : Structure interne d'un régulateur flou	62
Figure III.8 : Exemple d'inférence Max-Min	64
Figure III.9 : Exemple d'inférence Max-Produit	65
Figure III.10 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse	67
Figure III.11 : Les fonctions d'appartenance	68
Figure III.12 : Surface caractéristique d'un régulateur flou	69
Figure III.13 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté à base d'un régulateur Floue Type-1 de la MADA	70
Figure III.14 : Fonctionnement de la machine nominal	71
Figure III.15 : Test de robustesse pour une variation de couple résistant	73
Figure III.16 : Test de robustesse pour une variation de changer le sens de rotation	74
Figure III.17 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.	75
Figure III.18 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale	76
Figure III.19 : Test de robustesse pour une variation de L_s de +20% de sa valeur nominale	78
Figure III.20 : Test de robustesse pour une variation de L_r de +20% de sa valeur nominale.	79
Figure III.22 : Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale	80

Figure IV.1 : Représentation bidimensionnelle d'un ensemble flou type -2 intervalle	85
Figure IV.2 : Structure d'un système flou type-2	85
Figure IV.3 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse	86
Figure IV.4 : Les fonctions d'appartenance (flou type 2)	86
Figure IV.5 : Surface caractéristique d'un régulateur flou	87
Figure IV.6 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté à base d'un régulateur Flou Type-2 de la MADA	88
Figure IV.7 : Fonctionnement nominal de la machine	89
Figure IV.8 : Test de robustesse pour une variation de couple résistant	90
Figure IV.9 : Test de robustesse pour une variation de changer le sens de rotation	91
Figure IV.10 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.	91
Figure IV.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale	92
Figure IV.12 : Test de robustesse pour une variation du L_s de +20% de sa valeur nominale	93
Figure IV.13 : Test de robustesse pour une variation du L_r de +20% de sa valeur nominale	93
Figure IV.14 : Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale	94

Liste Des Tableaux

Tableau I.1 : Classification et comparaison des différentes variantes de la MADA	8
Tableau III.1 : Matrice d'inférence floue	63
Tableau III.2 : Table de règles pour le RLF de vitesse	69

NOTATIONS ET SYMBOLES

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
MLI	: modulation de largeur d'impulsion
PWM	: Pulse-width modulation
CVD	: Commande Vectorielle Directe
FTBF	: Fonction de Transfert en Boucle Fermée.
FTBO	: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
MCC	: Machine à Courant Continu MCC
PI	: Proportionnel Intégral
f_r	: Fréquence des grandeurs rotoriques
f_s	: Fréquence des grandeurs statoriques
f_p	: Fréquence de la porteuse
a, b, c	: Indices correspondants aux trois phases a, b, c
max, min	: Valeur maximale (minimale)
s, r	: Indices du stator, du rotor
d, q	: Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
R_s, R_r	: Résistances statorique et rotorique
L_s, L_r	: Inductances propre statorique et rotorique
σ	: Coefficient de dispersion
T_r, T_s	: Constantes de temps rotorique et statorique
M_{sr}	: Inductance mutuelle stator- rotor
M_{rs}	: Inductance mutuelle rotor - stator
M_s	: Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
M_r	: Inductance mutuelle entre les enroulements du roto
φ_s, φ_r	: Respectivement flux statorique et rotorique
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$: Les flux statoriques direct et en quadrature
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: Les flux rotoriques direct et en quadrature
i_s, i_r	: Les courants de phase statorique et rotorique
i_{sd}, i_{sq}	: Les courants statoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
i_{rd}, i_{rq}	: Les courants rotoriques directe et en quadrature dans le repère de PARK
V_s, V_r	: Tensions simples respectivement statorique et rotorique
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions statorique dans l'axe abc
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions rotorique dans l'axe abc

V_{sd}, V_{sq}	: Les tensions statoriques directe et en quadrature
V_{rd}, V_{rq}	: Les tensions rotoriques directe et en quadrature
θ_s, θ_r	: Angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	: Pulsations statorique et rotorique
ω, ω_m	: Pulsation mécanique
P	: Nombre de paires de pôles
g	: Glissement
s	: Operateur de LAPLACE
$P(\theta)$: Transformation de Park
C_{em}	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant
f	: Coefficient de frottement visqueux
J	: Inertie de la machine
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
e	: Erreur de la vitesse.
Δe	: Variation d'Erreur de la vitesse.
RLF	: Régulateur logique floue

Introduction Générale

Introduction générale

Pour des raisons liées au faible coût, à la masse réduite, à la robustesse, à la construction simple et à un minimum d'entretien, le moteur asynchrone couvre plus de deux tiers des entraînements électriques dans les installations industrielles [1]. Cependant, du point de vue commande, ce moteur possède des propriétés qui voilent toutes les suppositions de la théorie de commande classique [2-5]. Il est caractérisé par une dynamique non linéaire, couplée, multi variables, à paramètres variants dans le temps et avec un rotor inaccessible. A cet effet, pendant longtemps, des efforts importants ont été déployés, en particulier durant les derniers quarante ans [6], pour développer des commandes performantes permettant de maîtriser le comportement dynamique de moteur asynchrone.

La machine asynchrone à double alimentation "MADA" parmi les types de la machine asynchrone le plus utilisé dans le monde de l'industrie, c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions l'un au stator et l'autre au rotor [7], présente une solution idéale pour les entraînements à hautes performances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse.

Diverses approches de commandes ont été exploitées, on peut distinguer de manière non exhaustive la commande vectorielle, la technique de linéarisation entrée-sortie, la commande par mode glissant ...etc. Elles ont été développées et appliquées dans divers domaines, en particulier la commande de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux (FOC) a été présentée au début des années 70 par F. Blaschke et Hass [8] pour aboutir à un découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Deux types du contrôle vectoriel à flux orienté sont possibles, le premier direct, nécessite la connaissance du module et de la phase du flux rotorique réel et le second indirecte, où seule la position du flux rotorique est estimée [9, 10]. Cette technique permet des performances dynamiques de bonne qualité. Cependant, l'expérience a montré que cette technique présente 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. Une légère variation de celle-ci entraîne une erreur sur l'orientation du référentiel tournant ainsi qu'une perte de découplage, d'où l'influence sur sa robustesse. De ce fait, plusieurs techniques de contrôle ont été développées pour améliorer les performances et la robustesse par rapport aux variations paramétriques. On citera, la commande non linéaire par retour d'état de linéarisation entrée-sortie [11], La commande directe du couple "DTC", la

commande par mode de glissant, La command par logique floue type-1et type-2 , La technique du Backstepping ...etc.

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 artificielles. 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.

La logique floue qui est en pleine expansion se sont nettement imposés en raison de leurs propriétés, telle que : permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire de modélisation 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 [12]. Ont permis la logique floue d'être l'un des moyens les plus utilisés pour l'amélioration de la robustesse d'une commande des systèmes non linéaires et contre les erreurs de modélisation et les dérives paramétriques. Ces propriétés ont été largement vérifiée, théoriquement et pratiquement, dans plusieurs travaux [13, 14, 15].

A la lumière de ce qui a été dit, nous proposons, dans ce travail, une association combinant la logique floue avec la commande vectorielle à flux orienté, cette association sera exploitée pour établir une nouvelle commande robuste, à base de la logique floue, en vue d'améliorer les réponses dynamiques du moteur asynchrone à double alimentation.

Le présent travail est structuré en quatre chapitres donnés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation classique de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant. Ensuite, nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion des onduleurs de tension. L'objectif de ce chapitre est de définir une représentation d'état et de mettre en évidence la structure multi-variable et la nature non-linéaire de ce type de machine.

Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle conventionnelle appliquée à la MADA alimentée en tension. Ainsi, nous aborderons le principe de l'orientation du flux statorique et résumerons les fondements des méthodes directe et indirecte permettant de la

réaliser. La méthode directe d'orientation du flux sera utilisée par la suite, pour le réglage de vitesse de la machine. Des résultats de simulation et interprétations accompagnent la méthode étudiée. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons de plus près aux performances de réglages face aux variations paramétriques de la machine.

Le troisième chapitre de ce mémoire, concerne la commande floue en vitesse de la MADA. D'abord, nous traiterons de la logique floue, de ses concepts fondamentaux, et du mode de raisonnement propre aux variables linguistiques, ainsi que de l'intérêt d'une commande basée sur cette branche de l'intelligence artificielle. Enfin, les performances et les améliorations qu'apporte cette dernière par rapport au réglage classique de la vitesse seront montrées à travers des résultats de simulation et des interprétations.

Le quatrième chapitre, présente une généralité sur la logique floue type-2, cette dernière est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique nous permet de incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir sur la sortie du système considéré.

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 futures à explorer en tant que perspectives.

Chapitre I :

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Chapitre I :

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

I.1 Introduction :

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système. Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux).

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation 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.

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation de cette machine dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor. Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI de type sinus triangle. Une série de simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée pour valider les stratégies de commandes développées dans les chapitres suivants.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone à double alimentation :

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation " (DFIM) ", date de l'année 1899 [1, 2] ; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [3].

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les

enroulements. Le rotor de cette machine est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent se frotter des balais lorsque la machine tourne [4].

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [5,6]. 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 [7,8].

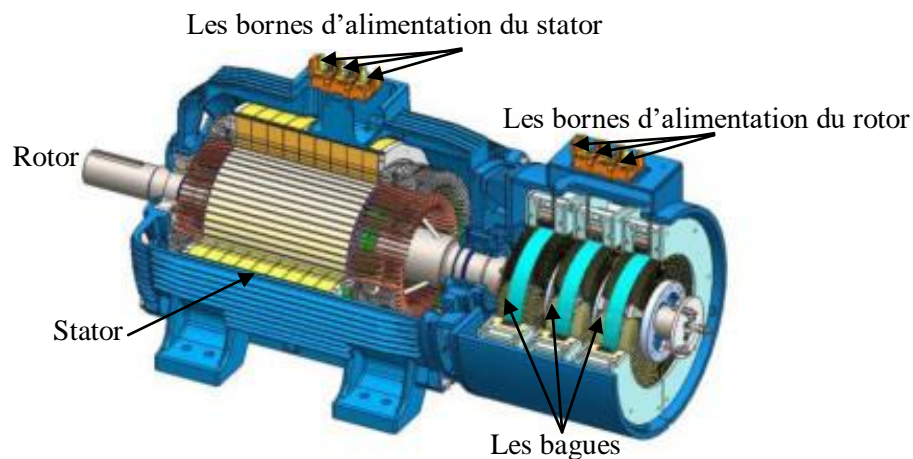


Figure I.1 : Schéma de l'alimentation de la MADA [9].

I.2.1 Classification :

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante [2,10-13].

I.2.1.1 Machine A Double Alimentation Simple :

La machine à double alimentation simple (MADAS), est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.2) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé par un redresseur et un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe) [10,12,13].

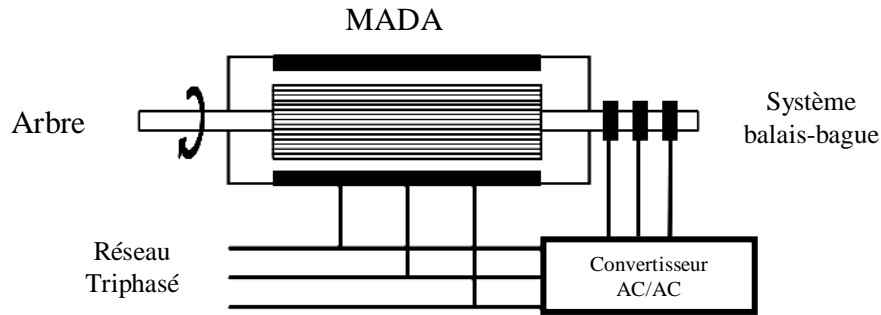


Figure I.2 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple [14].

I.2.1.2 Machine à double alimentation en cascade :

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.3) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [11].

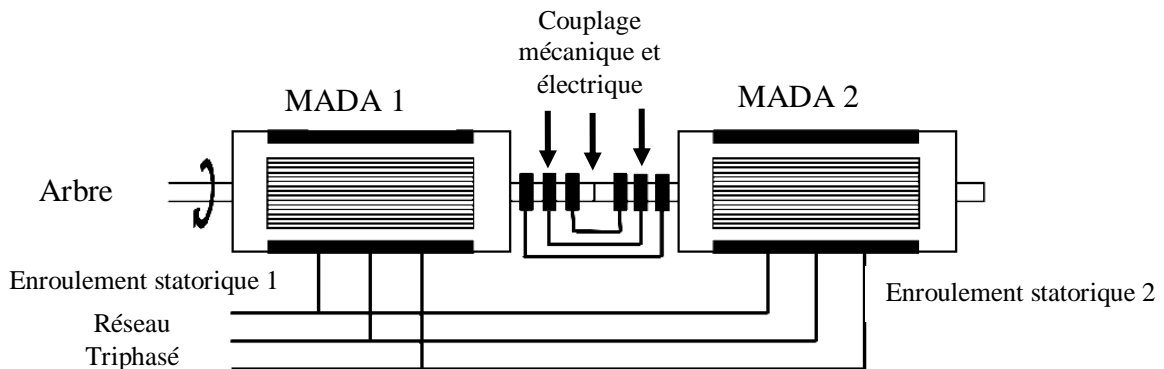


Figure I.3: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade [14].

I.2.1.3 Machine à double alimentation cascade à un repère :

La machine dans ce cas, (Single Frame Cascaded DFIM), consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, tel que le stator de l'une est connecté directement au réseau alors que l'autre connecté par un convertisseur alternatif-alternatif [11].

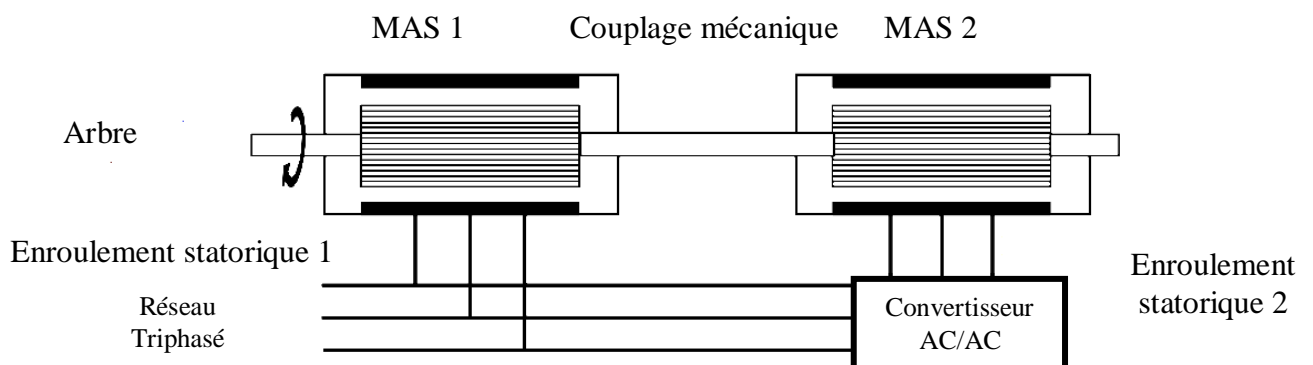


Figure I.4 : Principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère

I.2.1.4 Machine à double alimentation sans collecteur :

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC. Ce type de machine consiste de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles.

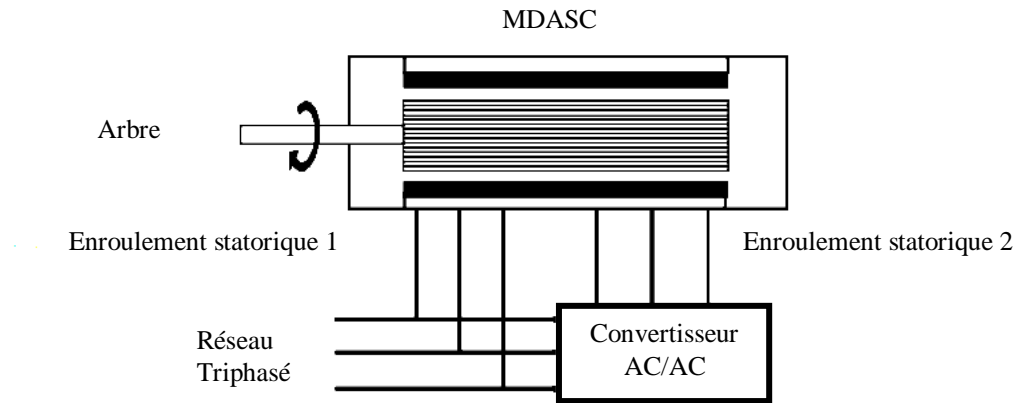


Figure I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur [14].

I.2.1.5 Machine à double alimentation sans balai :

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.6) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances [11].

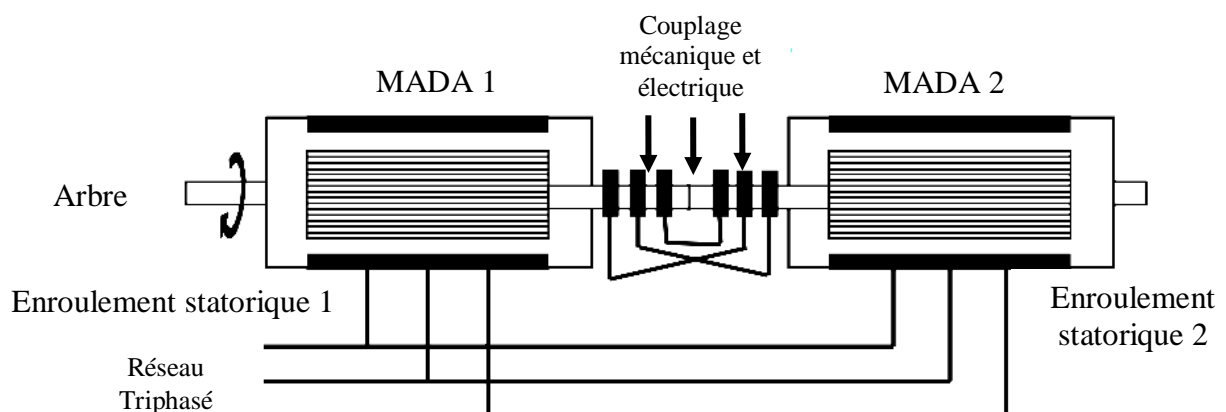


Figure I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai [14].

D'après cette classification, on constate que la MADAS, représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV) reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [10].

I.2.2 Comparaison entre les différentes MADA :

Le tableau I.1 donne une brève classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation 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 [15, 16].

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 [12].

Type de la MADA	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande	Avantages et inconvénients
Machine 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
Machine en cascade asynchrone	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
Machine 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
Machine à réluctance variable	Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	Comme la machine à rotor bobiné	Comme la machine à rotor bobiné	-simple construction - fort ondulation de couple et flux

Tab.I.1 : Classification et comparaison des différentes variantes de la MADA [12].

Du point de vue commercial, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, nous pouvons affirmer d'après la littérature [12] que la machine à rotor bobiné (simple) et la machine à réluctance variable restent plus attractives par beaucoup de chercheurs. D'autre part, un intérêt de plus en plus croissant est accordé actuellement à la machine asynchrone en cascade et la machine sans balais, vu que ces dernières présentent un rendement élevé dû au courant réduit dans leurs rotors [10].

I.2.3 Description et principe de fonctionnement de la MADA :

I.2.3.1 Fonctionnement en génératrice :

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

L'intérêt porté à la MADA ne cesse de croître dans le domaine des énergies renouvelables. En effet la MADA présente bien des avantages, le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, en plus d'autres avantages [3, 16].

I.2.3.2 Fonctionnement en moteur :

Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel par orientation du flux notamment l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer, mais pour P. Vidal [11] qui oriente ses travaux vers une commande non linéaire de la MADA. Les convertisseurs utilisés pour alimenter la MADA sont soit les cyclo convertisseurs soit des onduleurs à base d'IGBT [27]. Pour cette application de la MADA, il existe plusieurs configurations de fonctionnement [10].

Il y a trois types d'alimentation de la MADA

- Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur
- Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cyclo convertisseur
- MADA alimentée par convertisseurs indépendants

Notre choix est Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.

I.2.4 Modes de fonctionnement de la MADA :

Comme la machine asynchrone classique, la MADA peut fonctionner en moteur ou en générateur, mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement mais la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi

la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [17, 18].

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

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (\text{I.1})$$

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

$$g = \frac{f_r}{f_s} \quad (\text{I.3})$$

Selon l'équation (I.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement:

- Régime stationnaire : ($\omega = 0 \rightarrow g = 1$), dans ce cas seul 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 hyposynchrone : ($\omega < \omega_s \rightarrow 0 < g < 1$), 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 hypersynchrone : ($\omega > \omega_s \rightarrow g < 0$), 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.2.4.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :

La Figure 1.7 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [14].

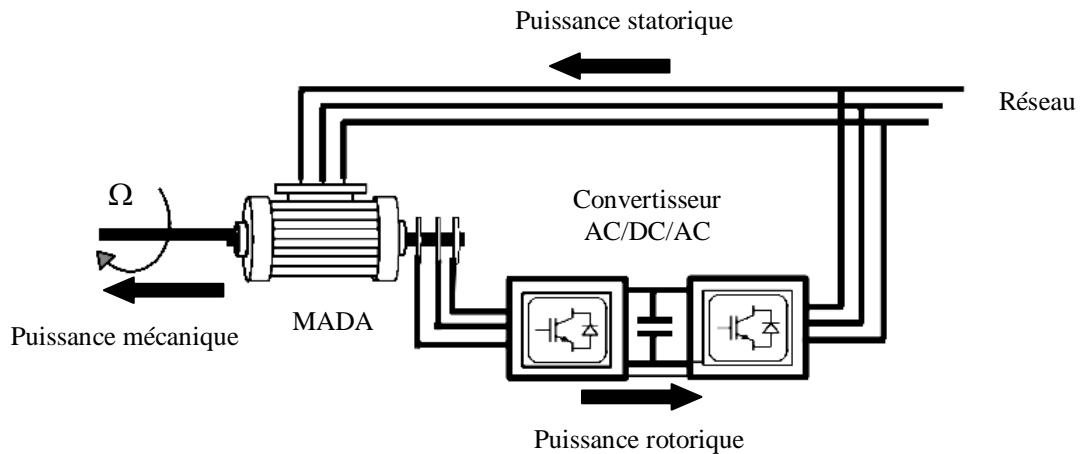


Figure I.7 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [19].

I.2.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :

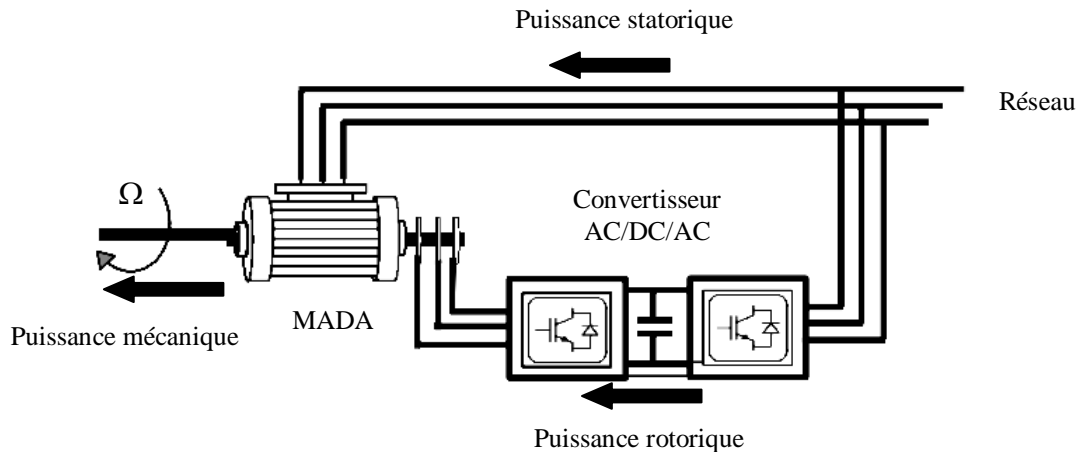


Figure I.8 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [19].

La Figure I.8 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [14, 18]

I.2.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone :

La Figure I.9 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus

de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [18].

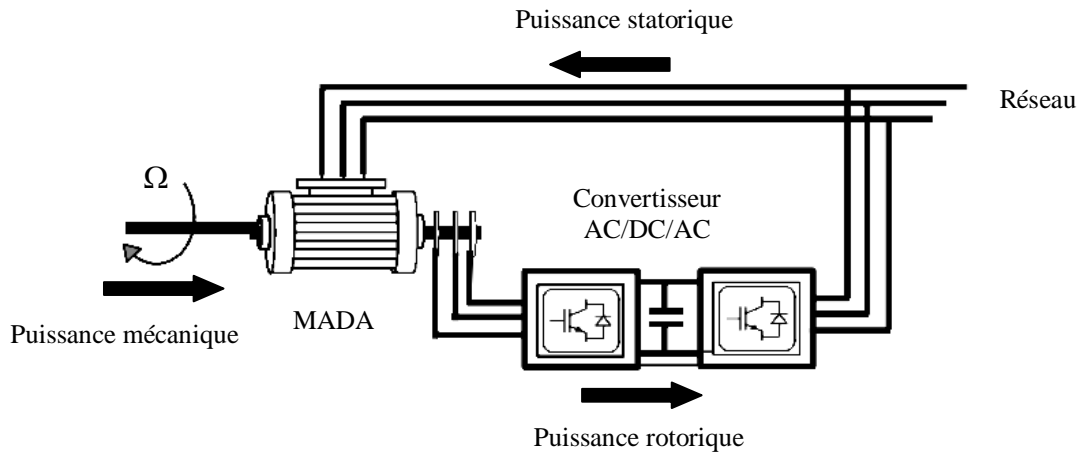


Figure I.9 : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [19].

I.2.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone :

La Figure I.10 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [18].

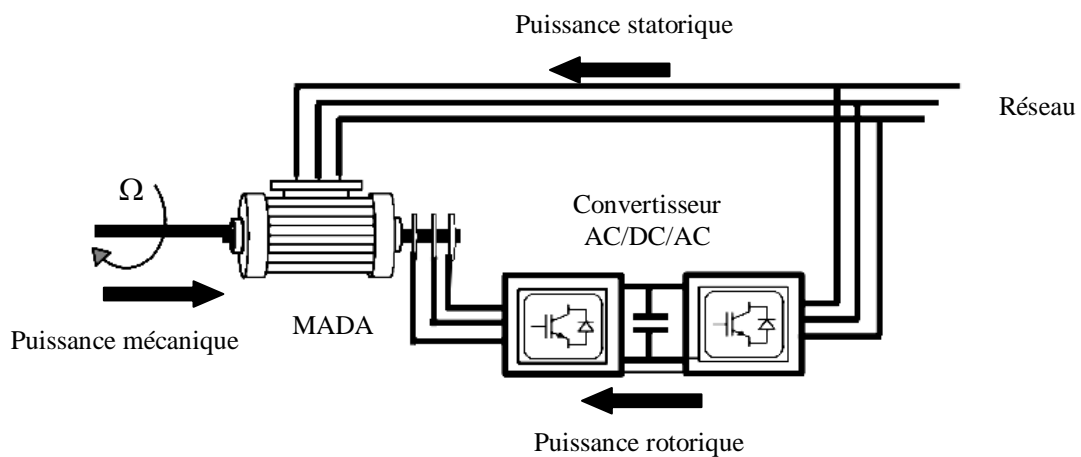


Figure I.10 : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone [19].

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

I.3 Domaines d'application de la MADA :

La première application de la MADA est le fonctionnement en moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la

fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [20].

Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur. Toutes ces caractéristiques ont permis à la MADA d'être utilisée dans plusieurs applications industrielles telles que :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Les applications de levage, ascenseurs, monte-charge, ...etc.

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 tels que:

- 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.

Une troisième application intéressante de la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs: un au rotor et l'autre au stator [11].

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages:

- La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée ;

- Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor ;
- Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine ;
- Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs.

I.4 Avantages et inconvénients de la MADA :

Les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors l'utilisation dans les différents domaines des vitesses variables [2, 10, 11, 16] :

I.4.1 Avantages De La MADA :

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer :

- La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse ;
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances active et réactive ;
- La possibilité de fonctionner la MADA comme un filtre actif pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques ;
- Le convertisseur coté rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la MADA, ce qui divise pratiquement leur prix par 3 par rapport à des convertisseurs dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles dans ce cas, le rendement du système de conversion est ainsi amélioré ;
- 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 [20].
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [16].

- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances, elle est envisagée pour des puissances élevées (>1MW) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage ;
- La MADA est une "machine généralisée", effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines. Par extension, cette généralisation nous permet d'envisager le pilotage de cette machine de manière plus globale en le dédiant à la gestion de l'optimisation des échanges d'énergie au sein du système auquel la MADA est intégrée ;
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6) [16].

I.4.2 Inconvénients de la MADA :

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

- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente grâce à la présence du système bagues-balais ;
- Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la MADA, comparativement aux autres machines telles que: la machine synchrone à aimants permanents et la machine à réluctance variable ;
- L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [11].

I.5 Modélisation de la machine asynchrone double alimentation :

Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [11].

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].

I.5.1 Hypothèses simplificatrices :

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les Pertes ferromagnétiques négligeables.
- De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements [20, 21].

I.5.2 Comportement de la machine asynchrone à double alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation comporte :

- trois bobines statorique (Sa, Sb, Sc) décalées entre elles par un angle de $(2\pi/3)$.
- trois bobines rotorique identique de répartition et similaire à celles du stator, (r_a, r_b, r_c).

La figure (I.11) rappelle la position des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique (l'angle électrique est égal à l'angle réel multiplié par le nombre (P) de paires de pôles par phase).

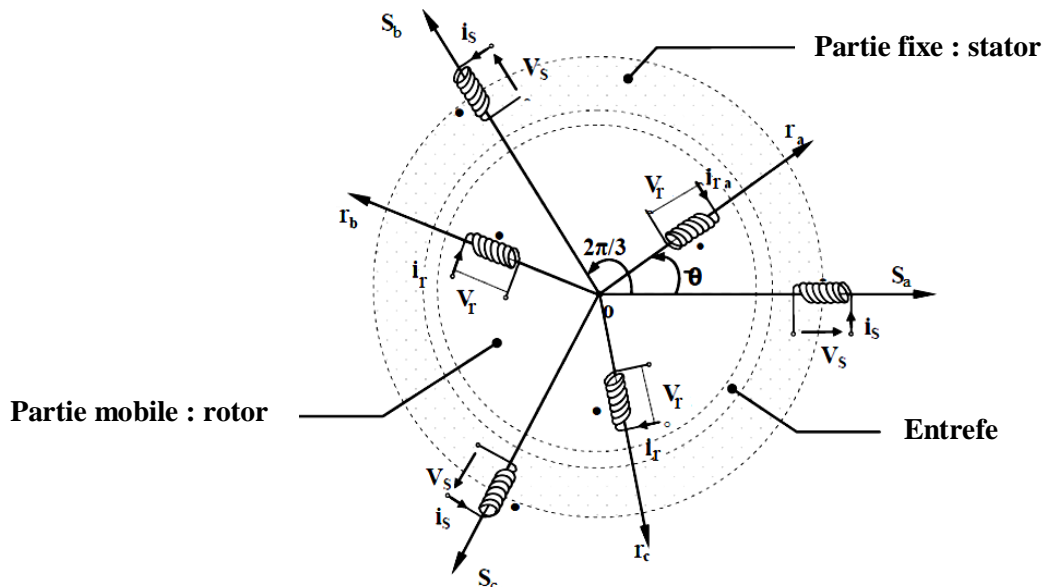


Figure I.11 : Représentation simplifiée de la MADA.

I.5.3 Modèle mathématique de la MADA :

I.5.2.1 Equations électrique :

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements [22,23] :

- pour les enroulements statoriques :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (I.4)$$

- et pour les enroulements rotoriques :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{I.5})$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

De même pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

On résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \\ \left\{ \begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{aligned} \right. \quad (\text{I.8}) \end{aligned}$$

Où :

R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

V_s, V_r : les tensions simples statoriques et rotoriques.

i_s, i_r : les courants de phase statoriques et rotoriques.

φ_s, φ_r : les flux respectivement statoriques et rotoriques.

I.5.2.2 Equations magnétiques :

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}].[i_s] + [M_{sr}].[i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}].[i_r] + [M_{rs}].[i_s] \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Où : L_{ss}, L_{rr} sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

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

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor qui est donnée par la formule (I. 11) :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

M_{\max} est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (I.9) dans (I.8), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s]] \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

I.5.2.3 Equations mécanique :

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

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

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 :

$$C_e = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$[i]$: Matrice de courant total :

$$[i] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$[L]$: Matrice inductance totale :

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

p : est 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 :

$$C_{em} = p \cdot [i_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [[M_{sr}] \cdot [i_r]] \quad (\text{I.17})$$

I.5.4 Modelé diphasé mathématique de la MADA :

Le modèle de la machine dans le repère triphasé étant fort complexe, on fait appel pour sa simplification à la transformation de Park. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements [24], comme indiquée dans la figure I.12.

I.5.4.1 Description de la transformation de park :

Dans la transformation de Park, les enroulements statoriques a_s, b_s, c_s et les enroulements rotoriques a_r, b_r, c_r sont respectivement transformés en deux enroulements statoriques d_s, q_s et deux enroulements rotoriques d_r, q_r . On désigne par d l'axe direct et q l'axe en quadrature.

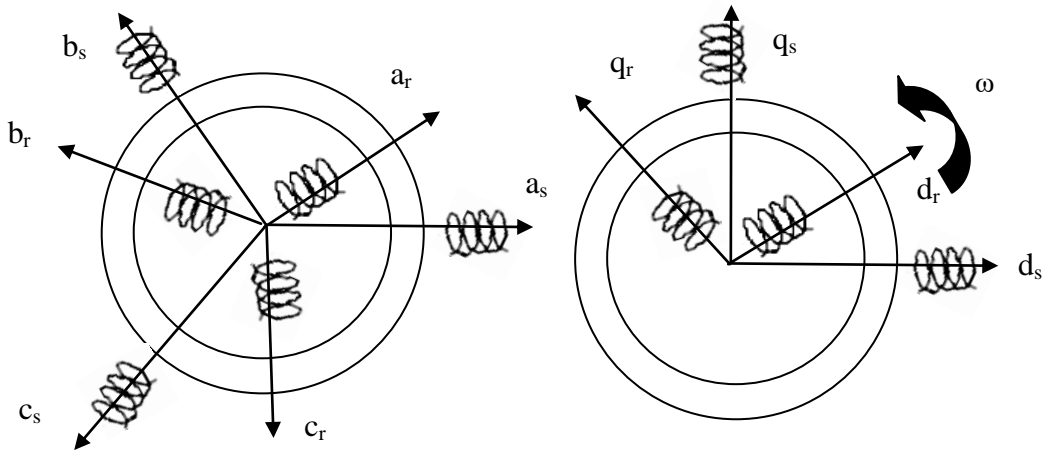


Figure I.12 : Schéma physique du transforme de Park.

La figure I.13 permet de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient.

Elle montre que θ_s, θ_r et θ sont liés par la relation :

$$\theta = \theta_s - \theta_r, \text{ D'où : } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

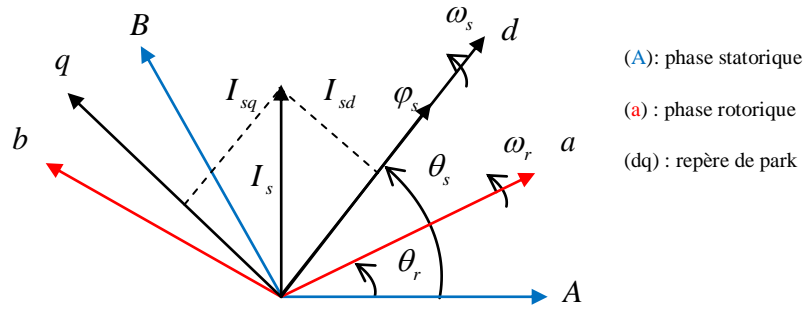


Figure I.13 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Dans la transformée de Park, on définit la matrice de transformation suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La valeur $\frac{2}{3}$ pour la transformation avec non conservation de puissance ou la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour la transformation avec conservation de puissance.

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park, tel que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$.

On vérifie que la matrice de passage obtenue est bien orthogonale afin que la puissance instantanée soit invariante : $[P(\theta)] \cdot [P(\theta)]^T = [1]$.

La composante homopolaire (O) ne participe pas à la création du champ tournant de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi arbitrairement orthogonal au plan (d, q) [15].

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Les équations I.20 et I.21 peuvent aussi être appliquées aux autres grandeurs comme le courant ou le flux. La transformation des grandeurs est définie par :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

θ_s , θ_r sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

I.5.4.2 Cas particulier de la transformation de park :

Dans le cas particulier où $\theta = 0$, la transformation de Park devient soit la transformation de Clark, c'est une transformation triphasée biphasée définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

et son inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Transformation de Concordia : C'est la transformation de Clarke normée, définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

et son inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

I.5.4.3 Modélisation de la MADA dans le repère de park :

- **Equations électriques :** En appliquant la transformation de Park dans l'équation (I.8), on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdqo}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}] \right] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdqo}] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}] \right] \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

$$\begin{cases} [V_{sdqo}] = [R_s] \cdot [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}] \right] \\ [V_{rdqo}] = [R_r] \cdot [i_{rdqo}] + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}] \right] \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1} \right] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_r)]^{-1} \right] = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, on peut écrire :

$$\begin{cases} a) V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ b) V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ c) V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ d) V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

V_{sd} , V_{sq} , V_{rd} et V_{rq} : sont respectivement les tensions directe et en quadrature statoriques et rotoriques;

φ_{sd} , φ_{sq} , φ_{rd} et φ_{rq} : sont respectivement les flux directe et en quadrature statoriques et rotoriques;

ω_s , ω_r : sont les pulsations statorique et rotorique;

θ_s , θ_r : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

- **Equations magnétiques :**

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} [\varphi_{sdqo}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] \\ [P(\theta_r)]^{-1} [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] \end{cases} \quad (I.31)$$

Donc, on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.32)$$

L_s, L_r : les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine;

M : l'inductance mutuelle.

- **Equations du couple électromagnétique :** L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_e = p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \\ C_e = p \cdot M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\ C_e = \frac{p \cdot M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \\ C_e = \frac{p \cdot M}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec p : le nombre de paires de pôles de la MADA.

I.5.5 Modelé d'état de la MADA :

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]. \quad (I.34)$$

$$\text{Avec : } [X] = \begin{bmatrix} \varphi_{sd} & \varphi_{sq} & i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T \quad ; \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & V_{rd} & V_{rq} \end{bmatrix}^T$$

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

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

I.5.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

Pour réaliser la simulation de la MADA ; on peut transférer le modèle représenté par les équations (I.33) et (I.35) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la figure (I.14).

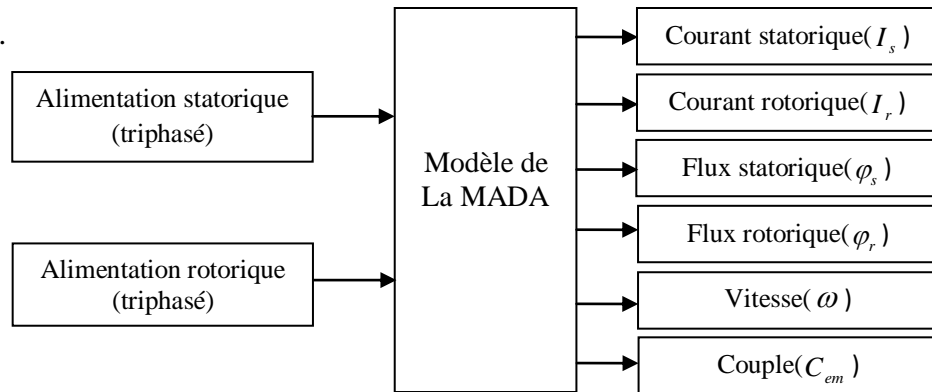


Figure I.14 : Schéma bloc de simulation de la MADA.

I.5.7 Résultats de simulation de la MADA :

Les résultats obtenus sont regroupé par la figure suivante :

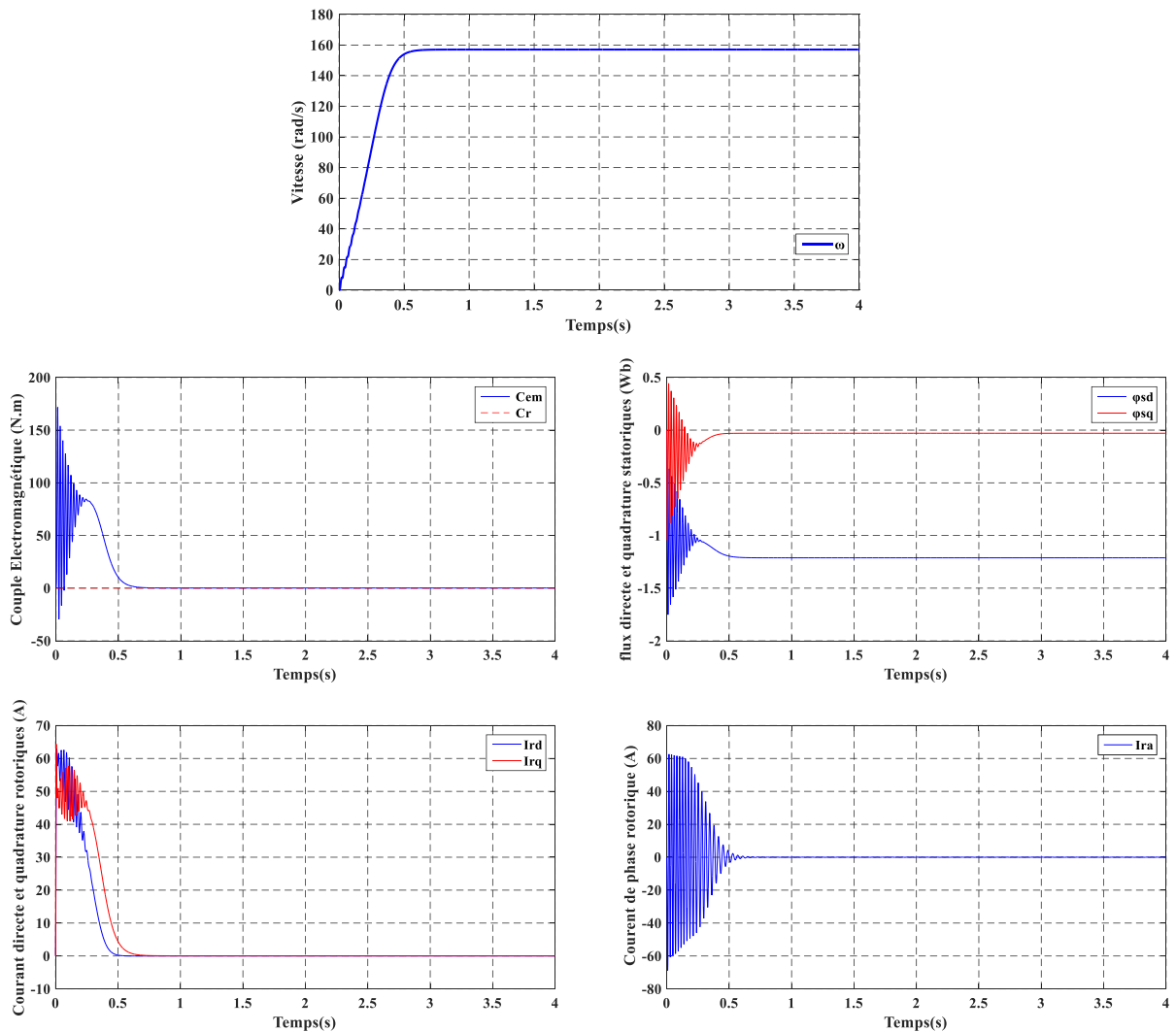


Figure I.15 : Réponses du système avec $V_r = 0$, $C_r = 0$ N.m.

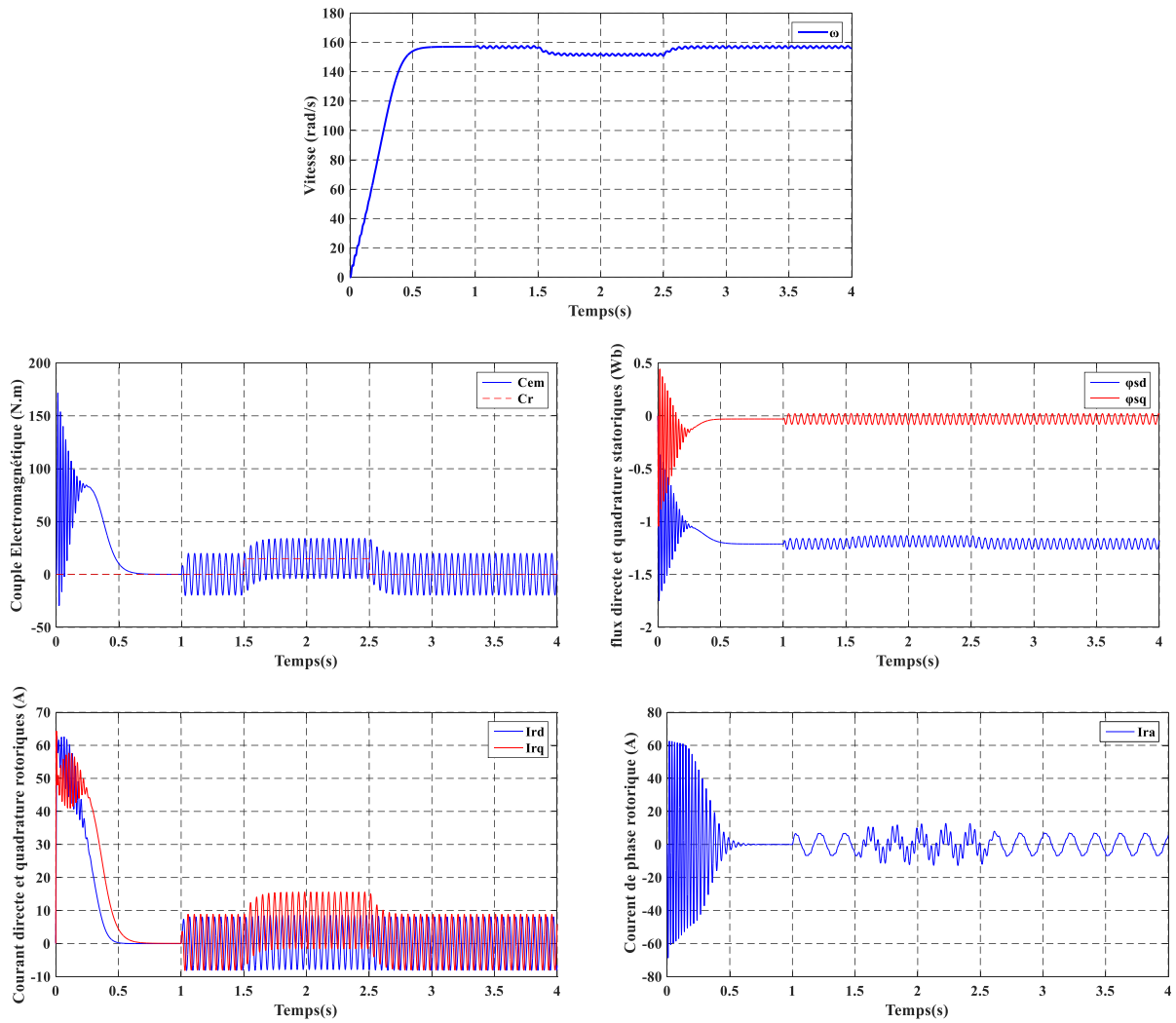
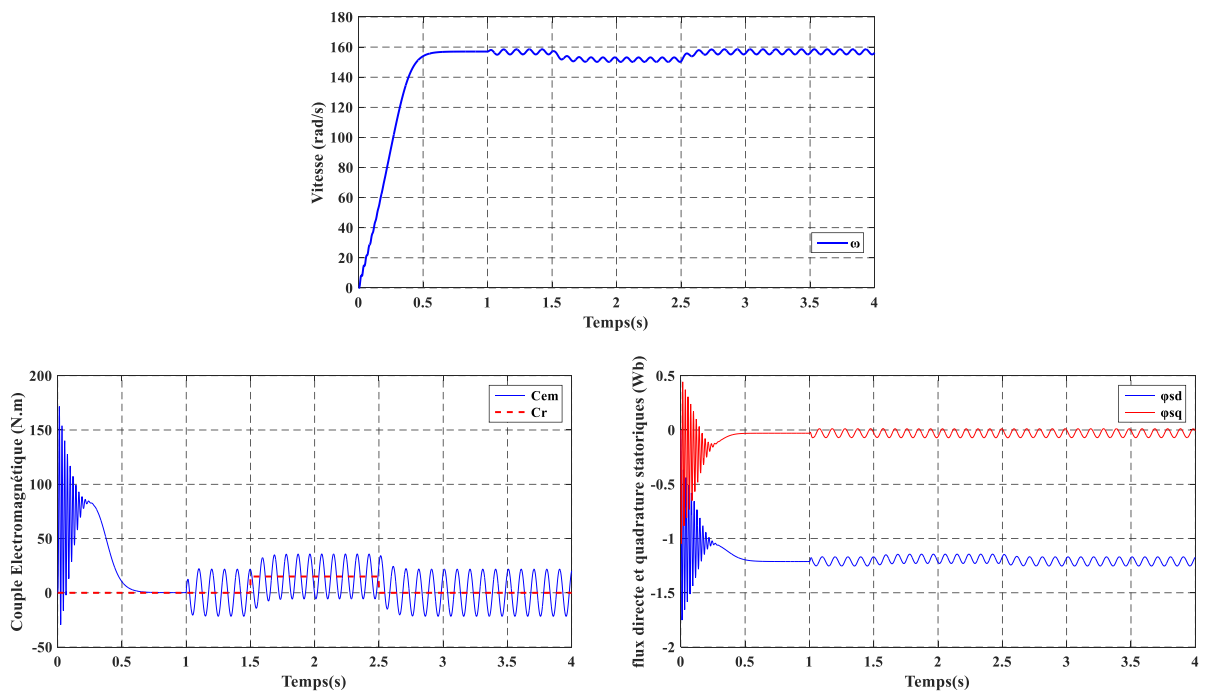


Figure I.16 : Réponses du système avec ($V_r = 12V$, $f_r = 5HZ$) à $t = 1s$, $C_r = 15 N.m$



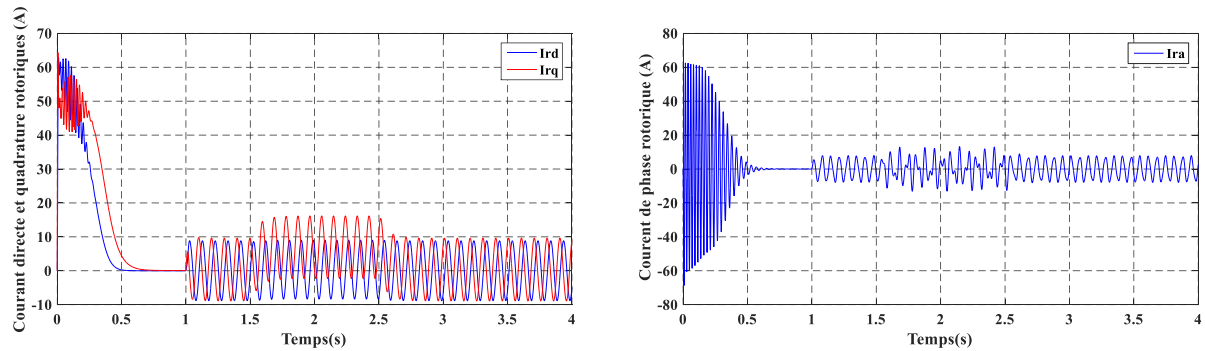


Figure I.17 : Réponses du système avec ($V_r = 12V$, $f_r = 15HZ$) à $t = 1s$, $C_r = 15 N.m$

I.5.8 Interprétation des résultats :

Initialement, la simulation s'effectue par un démarrage à vide de la machine. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine dès que la machine atteint son régime permanent.

La figure (I.15) représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor en court-circuit, sans couple résistant on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.028 (rad/s) environ au bout d'un temps de réponse de 0.777 (s) et ne pas une variation dans le couple électromagnétique est presque zéro (présence de frottements visqueux).

La figure(I.16) représente le fonctionnement de la MADA lors du démarrage à rotor alimenté par réseaux (12 V,5 HZ),avec une couple résistant on remarque des oscillations importantes au niveau tous des grandeurs sauf pour la vitesse avec de petites oscillations quand on applique l'alimentation rotorique a l'instant (1s) , nous notons aussi quand on applique une couple résistant à l'instant (1.5 s) la vitesse diminue et le courant direct et le flux quadrature et le couple électromagnétique sont augmenté, quand on annule la couple résistant à l'instant(2.5 s) tous les grandeur retours comme ils étaient.

Dans le cas où on fait varier la fréquence rotorique de (5 Hz à 15 Hz) et on maintient la Tension rotorique constante (12 V), comme indiqué dans La figure (I.17), on constate que cette variation implique des oscillations Espacé ou large au niveau des tous grandeurs, malgré l'augmentation la fréquence rotorique de (5 Hz à 15 Hz).

I.6 Modélisation du système d'alimentation :

Pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones, on utilise d'ordinaire des onduleurs de tension. Lorsqu'il est alimenté par le réseau, l'ensemble d'un entraînement électrique comprend :

- Un redresseur d'entrée,
- Un filtre passe bas comportant un condensateur de forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur,

- Un onduleur de tension,
- Le moteur asynchrone.

I.6.1 La structure de la chaîne d'alimentation choisie :

La figure (I.18), illustre le schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.

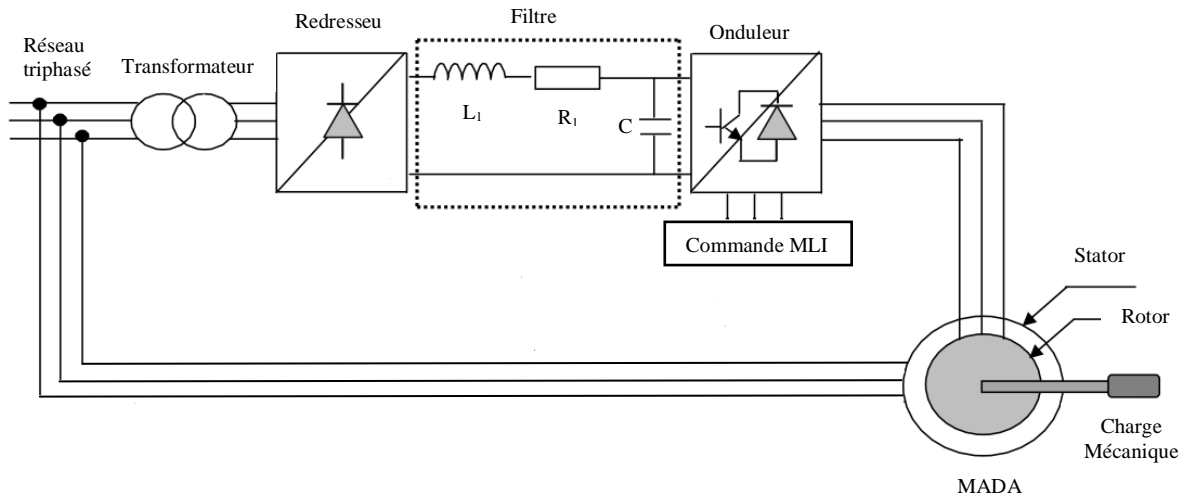


Figure I.18 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la machine [14].

I.6.2 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [34].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

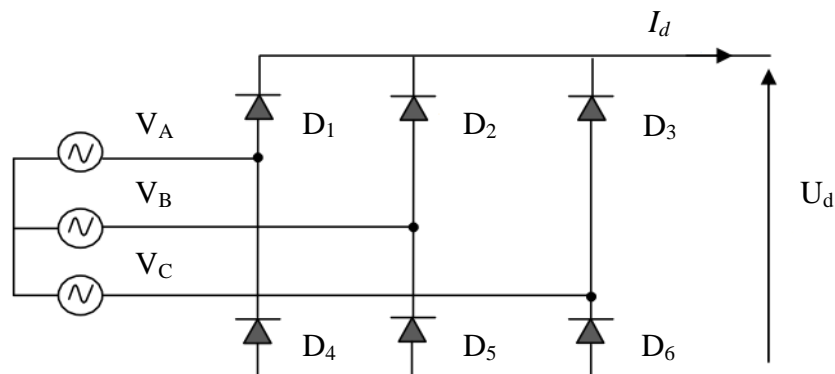


Figure I.19 : Représentation du redresseur triphasé à diodes [14].

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .

Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement et aux pertes dans les diodes [34]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega t) \\ V_B = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

La tension à la sortie du redresseur est donnée par:

$$U_{red}(t) = \max [V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \min [V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (\text{I.37})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{I.38})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k \% = \frac{U_d \max - U_d \min}{2 \bar{U}_d} \quad (\text{I.39})$$

La tension redressée est représentée dans la figure I.20 :

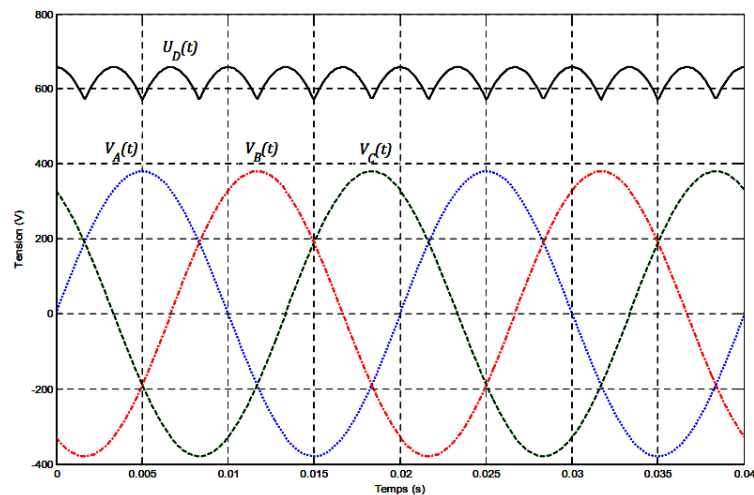


Figure I.20 : Représentation de la tension redressée [14].

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

I.6.3 Modélisation du filtre :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [34]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

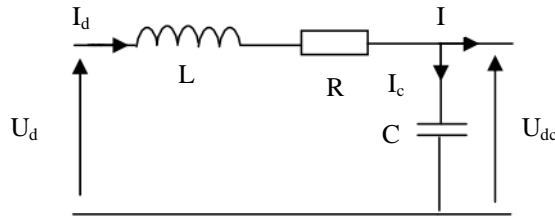


Figure I.21 : Filtre RLC passe-bas [14].

Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [52].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (\text{I.40})$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{I.41})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{U_{dc}}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressé}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (\text{I.42})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [35] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi.f_c \quad (\text{I.43})$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre

I.7 Modélisation de l'onduleur de tension :

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 alternative. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. Pour arriver à cela il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. La forte évolution connue par les onduleurs de tensions ces dernières années est due d'une part, au développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, à l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions [28].

Dans cette partie, nous allons faire une modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tension ainsi que la modélisation des commandes MLI triangulo – sinusoïdale et vectorielle [29].

I.7.1 Principe de l'onduleur a deux niveaux de tension :

L'onduleur triphase a deux niveaux de tensions est constitue d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes d'un filtre. Celui-ci est très utilisé en mli pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables [30, 31].

Chacune des trois tensions composées de sortie est formée d'une onde bistable prenant les valeurs +E et -E mais décalées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs [32].

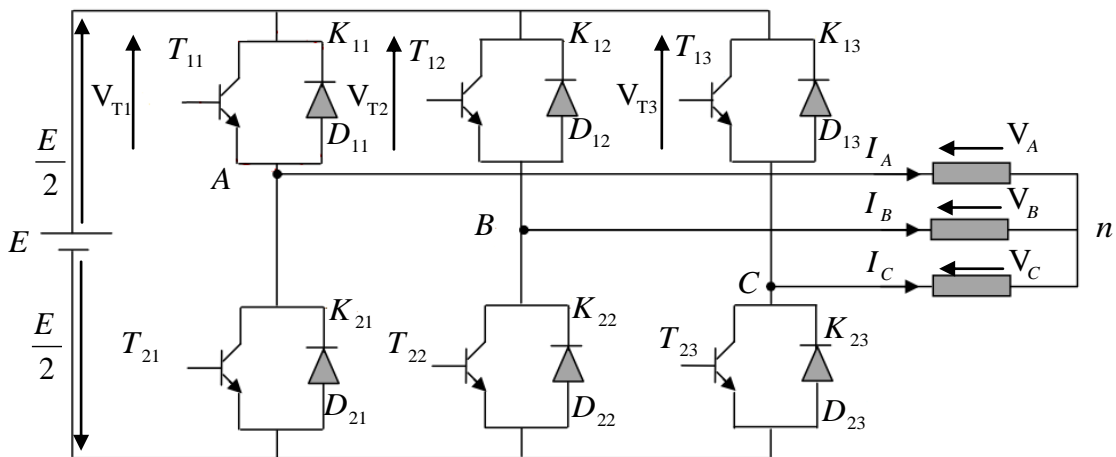


Figure I.22 : Onduleur de tensions triphasé à deux niveaux [14].

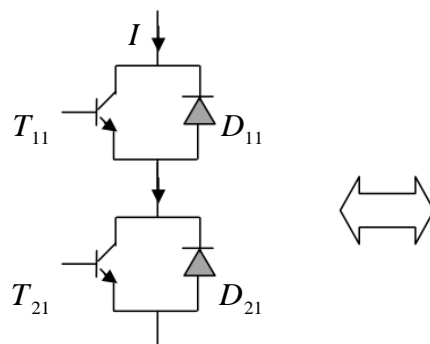


Figure I.23 : Représentation d'un GTO [14].

La modélisation de l'onduleur est faite en supposant les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont supposés parfaits.
- La source de chaque branche impose un courant positif ou négatif non nul.

- Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont référencées par rapport au point fictif « 0 » de la sortie de l'onduleur

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois [19].

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs[34].

Sachant que dans un régime équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

En faisant la somme des équations du système (I.36), on obtient :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \quad (\text{I.37})$$

Où :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = -3V_{on} \quad (\text{I.38})$$

Donc:

$$V_{on} = -\frac{1}{3}V_{ao} + V_{bo} + V_{co} \quad (\text{I.39})$$

En substituant l'équation (I.36) dans le système (I.39), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{cn} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{bn} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1=1 \text{ si } K_{11} \text{ fermé si non } S_1=-1 \text{ donc } K_{11} \text{ ouvert} \\ S_2=1 \text{ si } K_{12} \text{ fermé si non } S_2=-1 \text{ donc } K_{12} \text{ ouvert} \\ S_3=1 \text{ si } K_{13} \text{ fermé si non } S_3=-1 \text{ donc } K_{13} \text{ ouvert} \end{cases}$$

On remplace (I.41) dans (I.40), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

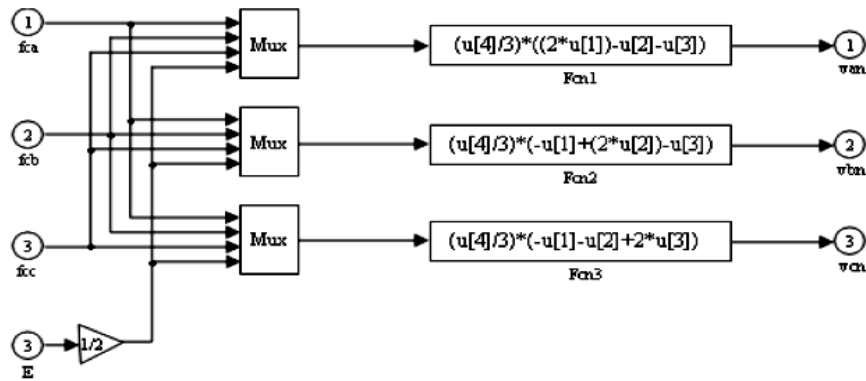


Figure I.24 : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

I.7.2 Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion :

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

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [33].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [33]:

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

$$\text{fréquence } f_{ref} \text{ de la référence: } m = \frac{f_p}{f_{ref}}$$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_p à la valeur crête V_{ref}

de la porteuse:
$$r = \frac{V_{ref}}{V_p}$$

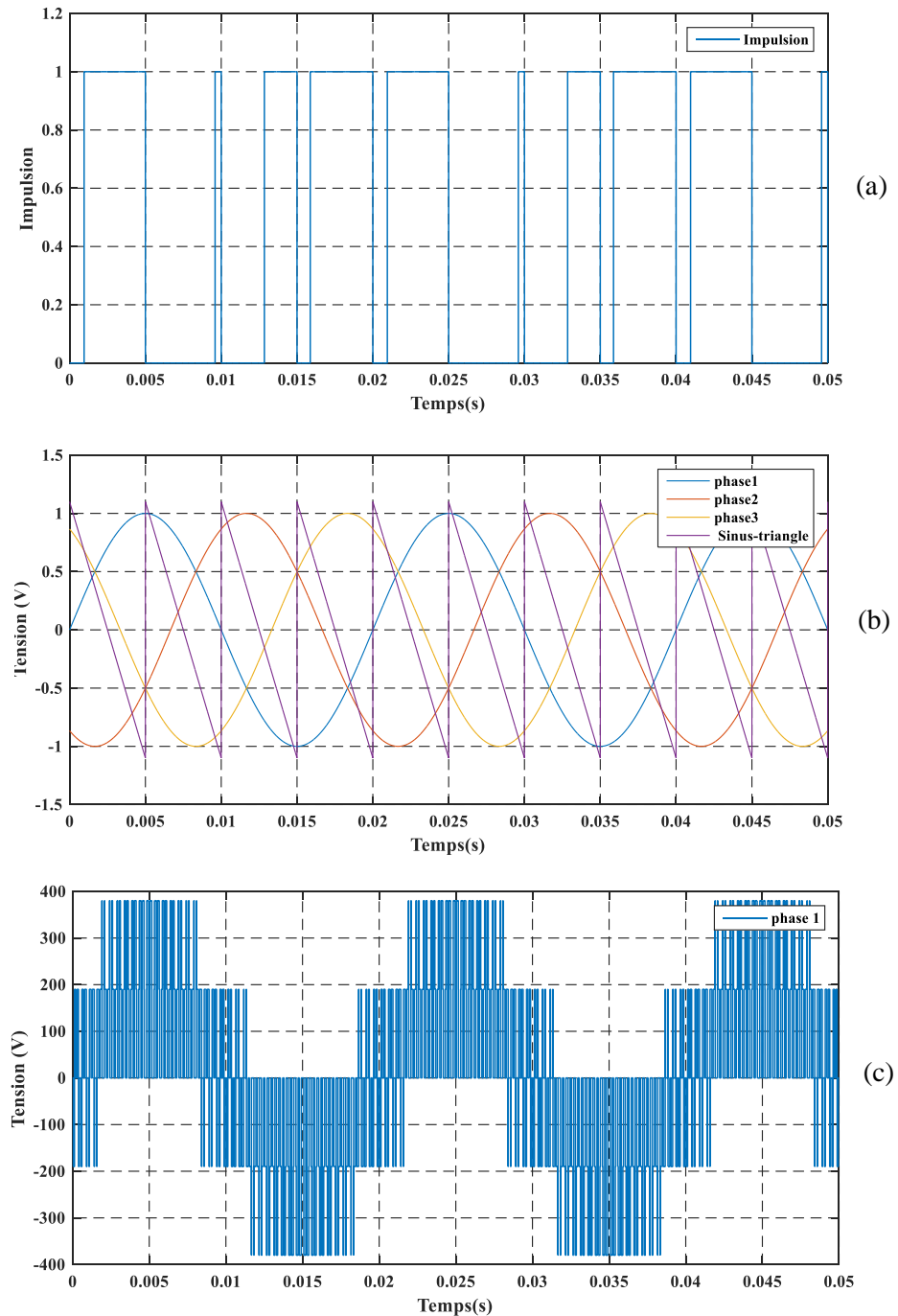


Figure I.25 : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle

- (a) : Impulsion de commande du transistor
- (b) : Signaux de comparaison (référence et porteuse)
- (c) : Tension composée de sortie de l'onduleur (V)

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p , On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par [33] :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p\right] \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{aligned} V_{rA}(t) &= V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) &= V_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{rC}(t) &= V_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I.44})$$

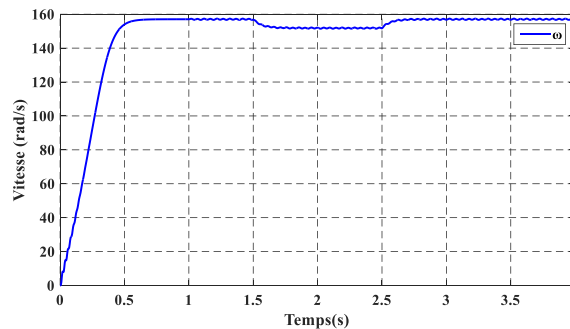
La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S1, S2 et S3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I.42) suivante [13]:

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (V_{rABC} - x(t)) < 0 \end{cases}$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [8].

I.8 Simulation de l'association MADA avec onduleur a MLI :

Les résultats obtenus sont regroupé par la figure suivante :



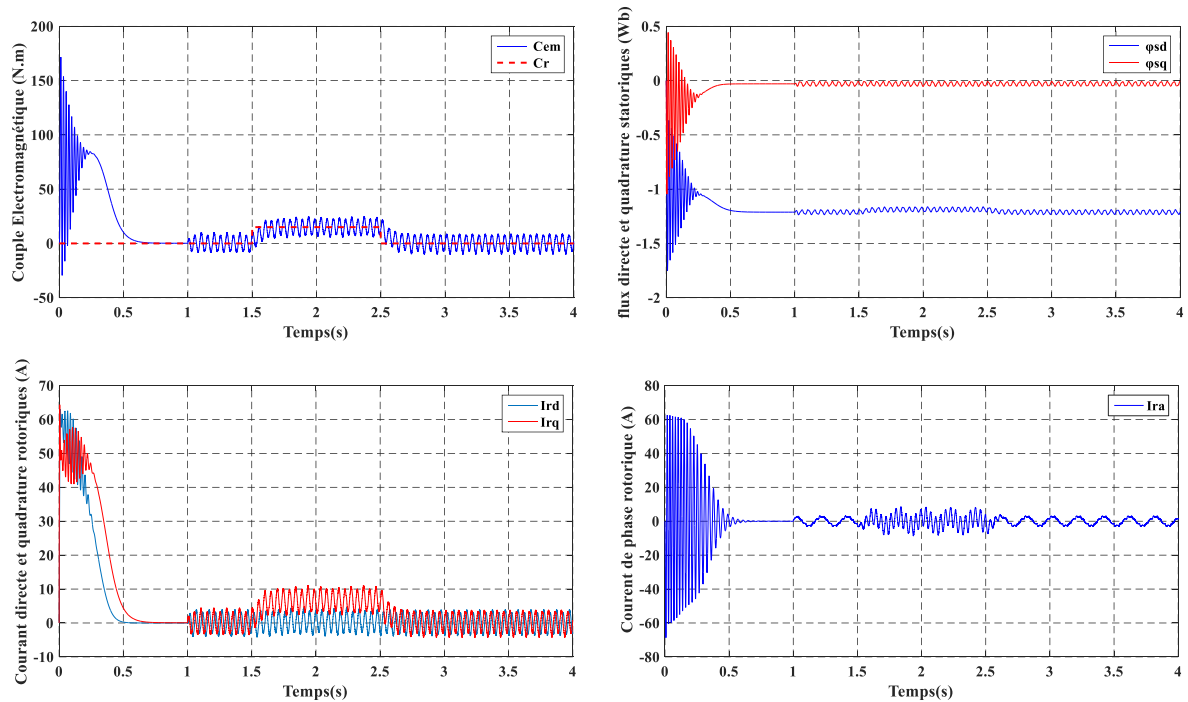


Figure I.26 : Réponses du système avec ($V_r = 12V$, $f_r = 15HZ$) à $t = 1s$, $C_r = 15 N.m$

I.8.1 Interprétation des résultats :

Les mêmes résultats que nous avons obtenus dans la simulation (figure I.17) mais on remarque les oscillations dans la figure (I.26) est réduite par rapport les simulation précédent (figure I.17), Ceci est dû au nombre de fermetures les interrupteurs de l'onduleur MLI.

I.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande de la machine.

Comme nous avons pu le voir dans les résultats de simulation, et vu son caractère spécifique, la modélisation de la machine asynchrone double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilité en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclés, et spécialement les commandes de type vectoriel devient indispensable. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle (découplée) de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

Chapitre II :

Commande Vectorielle de la MADA

Chapitre II :

Commande Vectorielle de la MADA

II.1 Introduction :

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier le problème de la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (field oriented control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande 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 [19].

Dans ce chapitre, on va présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA et les méthodes de la commande vectorielle, Ensuite on passe en revue la structure de la commande vectorielle directe de la MADA par orientation du flux statorique et les calculs effectués pour déterminer les paramètres des régulateurs utilisés et nous terminerons par la simulation de MADA commandée vis-à-vis différentes contraintes.

II.2 Principe de la commande vectorielle :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [3].

Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quel 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 puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge (différent de 90°), il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle. L'idée proposée par Blaschke et Hasse c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [3].

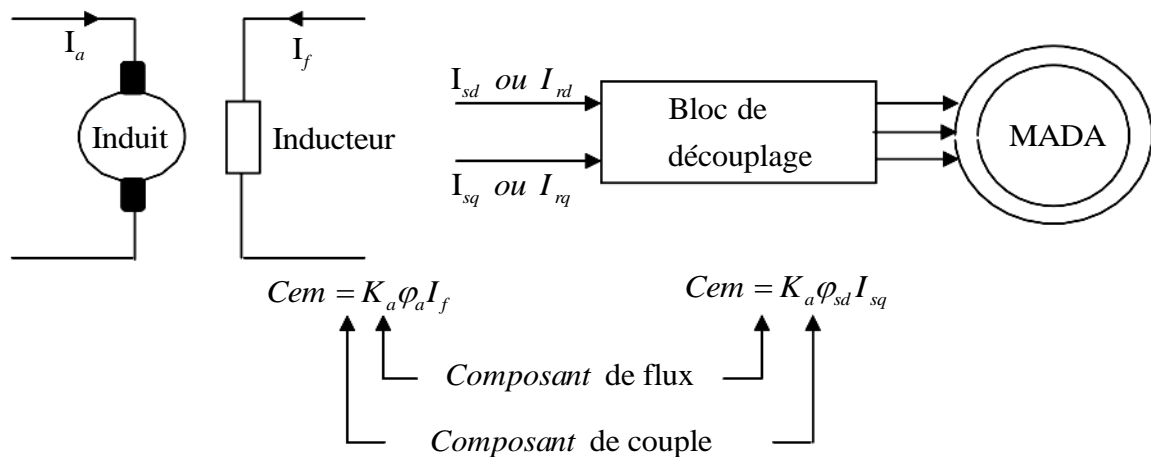


Figure II.1 : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC [14].

II.3 Variantes de la commande vectorielle :

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classifier [3] :

- Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter)
 - Commande en courant (Current Controlled Inverter)
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - Commande vectorielle de flux rotorique
 - Commande vectorielle de flux statorique
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant)

- Suivant la détermination de la position du flux :
Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase)
Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement

II.4 Procède d'orientation du flux:

Il existe trois types d'orientation du flux[35]:

- 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.

II.5 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 [16]. La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [36].

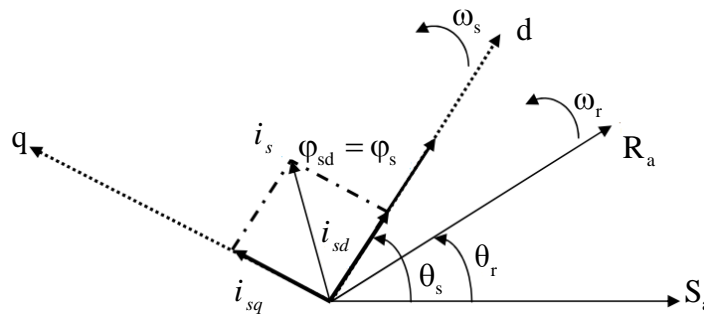


Figure II.2 : Illustration de l'orientation du flux statorique.

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 $i_s = i_{sq}$ [33].

Par l'orientation du flux statorique on a :

$$\varphi_{sq} = 0 \Leftrightarrow \varphi_{sd} = \varphi_s \quad (\text{II.1})$$

Modélisent notre système en régime permanent de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'équation de flux statorique donne par remplace l'équation (II.1) dans l'équation (I.32), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_{sd} = 0 \Rightarrow i_{rd} = \frac{\varphi_s}{M} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{p.M}{L_s} (\varphi_{sq} i_{rd} - \varphi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans (II.4) on trouve :

$$C_e = \frac{p.M}{L_s} (-\varphi_{sd} i_{rq}) = -\frac{p.M}{L_s} \varphi_{sd} i_{rq} \quad (\text{II.5})$$

Alors :

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{p.M} \cdot \frac{C_e}{\varphi_s} \quad (\text{II.6})$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M i_{rd}) \quad (\text{II.7})$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq}) \quad (\text{II.8})$$

De l'équation :

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \Leftrightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{\left(\frac{R_s M}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \right)}{\varphi_s} \quad (\text{II.9})$$

On remplace l'équation (II.9) et l'équation (II.8) dans l'équation (I.30.a) et l'équation (I.30.b) on trouve :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \Leftrightarrow \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.10})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \Leftrightarrow \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \quad (\text{II.11})$$

Pour exprimer la fonction du flux rotorique en fonction de flux statorique φ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} , En remplaçant l'équation (II.7) et l'équation (II.8) dans l'équation (I.32), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \quad (\text{II.12})$$

$$\varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \quad (\text{II.13})$$

En introduisant les équations (II.10), (II.12) et (I.32) dans l'équation (I.30.c) et l'équation (I.30.d) on trouve :

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad (\text{II.14})$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega_s \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd} \quad (\text{II.15})$$

II.6 Les types de la commande vectorielle :

II.6.1 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 [3].

II.6.2 Commande directe :

La commande directe a été proposée 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). 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 [3].

II.7 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA :

La figure (II.3) donne le schéma de principe de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation.

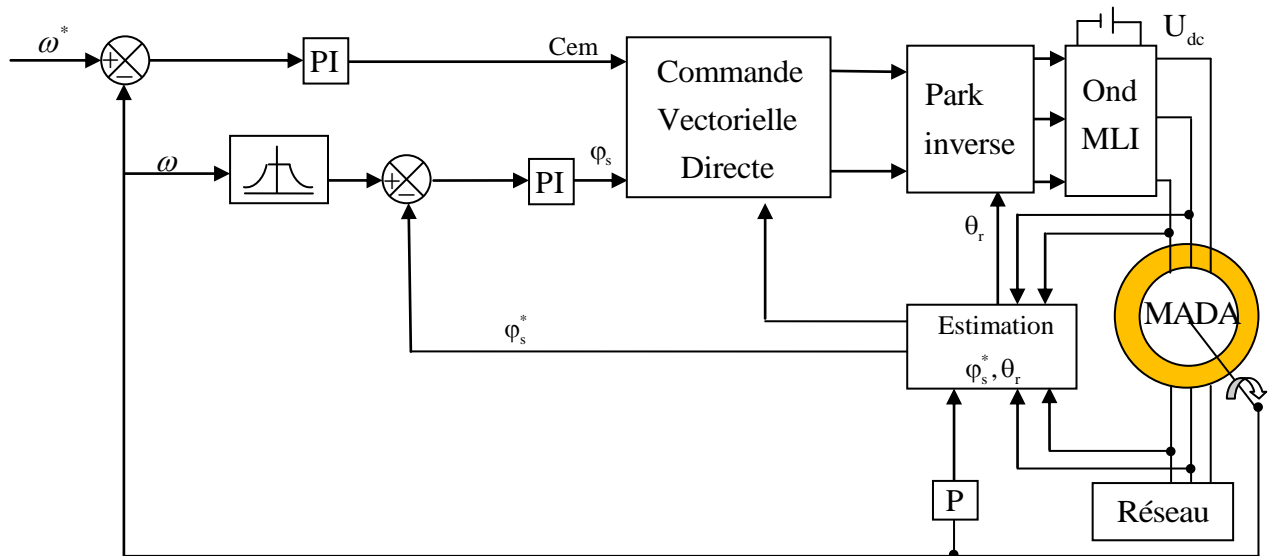


Figure II.3 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

II.7.1 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 [8] :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{nom} & \text{pour } |\omega| \leq \omega_{nom} \\ \varphi_s = \varphi_{nom} \frac{\omega_{nom}}{|\omega|} & \text{pour } |\omega| \geq \omega_{nom} \end{cases} \quad (II.16)$$

Avec :

ω_{nom} : Vitesse nominale.

φ_{nom} : Flux statorique nominale.

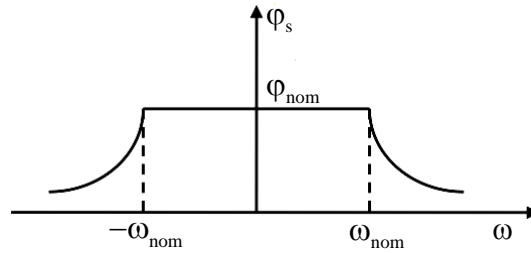


Figure II.4 : Profil du flux statorique de consigne (défluxage).

II.7.2 Principe du découplage par compensation :

D'après les équations (II.14) et (II.15), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q [19].

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

$$E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad (\text{II.17})$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega_s \phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad (\text{II.18})$$

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

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (\text{II.19})$$

$$V_{rq1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (\text{II.20})$$

II.8 Dimensionnement des régulateurs :

Pour le système de réglage des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de 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 [19].

II.8.1 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_{rd}^* . Réguler ce courant à une valeur constant, c'est garantir un flux statorique constant. Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd}^* est représenté par la Figure II.5 [25].

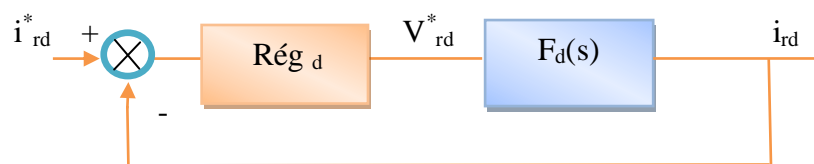


Figure II.5 : Schéma de régulation du courant i_{rd} .

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

$$\mathbf{Rég}_d = \mathbf{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.21})$$

La fonction de transfert F_d du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.18) et par l'annulation du terme de compensation E_d

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

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

La fonction de transfert en boucle ouverte (F.T.B.O) de la Figure II.5 :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (\text{II.24})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.25})$$

Alors :

$$FTBO(s)_{i_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (\text{II.26})$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.27})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.28})$$

Donc :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (\text{II.29})$$

De l'expression (II.24) et (II.29) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = k_{id} T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.8.2 Régulateur du courant I_{rq} :

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rq}^* est représenté par la Figure II.6

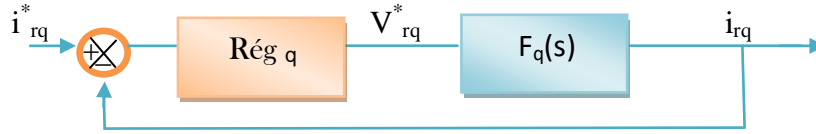


Figure II.6 : Schéma de régulation du courant i_{rq} .

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (II.15) et par l'annulation de Eq [19].

$$V_{rq1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right) i_{rq} \quad (\text{II.31})$$

Où :

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \quad (\text{II.32})$$

Donc :

$$F_q(s) = \frac{i_{rq}}{V_{rq}} = \frac{1}{K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right)} \quad (\text{II.33})$$

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

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

II.8.3 Régulateur du flux statorique :

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.7 :

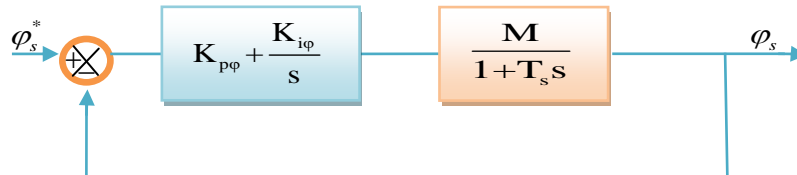


Figure II.7 : Schéma de régulation du flux statorique.

De l'équation (II.10), nous avons $V_{sd}=0$

$$\frac{\varphi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1+T_s s} \quad (\text{II.34})$$

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} \quad (\text{II.35})$$

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

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{MK_{i\phi}}} \quad (\text{II.36})$$

En comparant cette expression avec l'expression (II.26) caractéristique du premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} T_s = \frac{T_s}{M\tau} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

II.8.4 Régulateur de vitesse :

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

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + f\omega \Rightarrow \omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (\text{II.38})$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure II.8

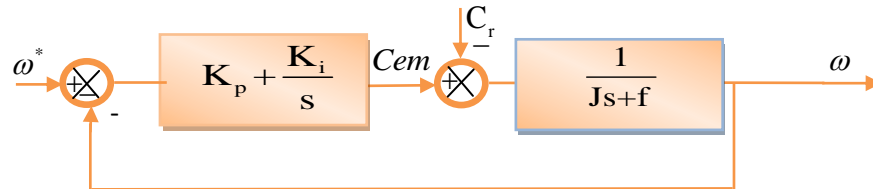


Figure II.8 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place

$$C_{em}(s) - C_r(s) = (Js + f_r)\omega(s) \quad (\text{II.39})$$

Le bouclage de cette équation sur PI classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ($C_r(P)=0$).

$$\omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i}s + 1}{\frac{J}{K_i}s^2 + \left(\frac{K_p + f}{K_i}\right)s + 1} \omega^*(s) \quad (\text{II.40})$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique

$$\frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1} \quad (\text{II.41})$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

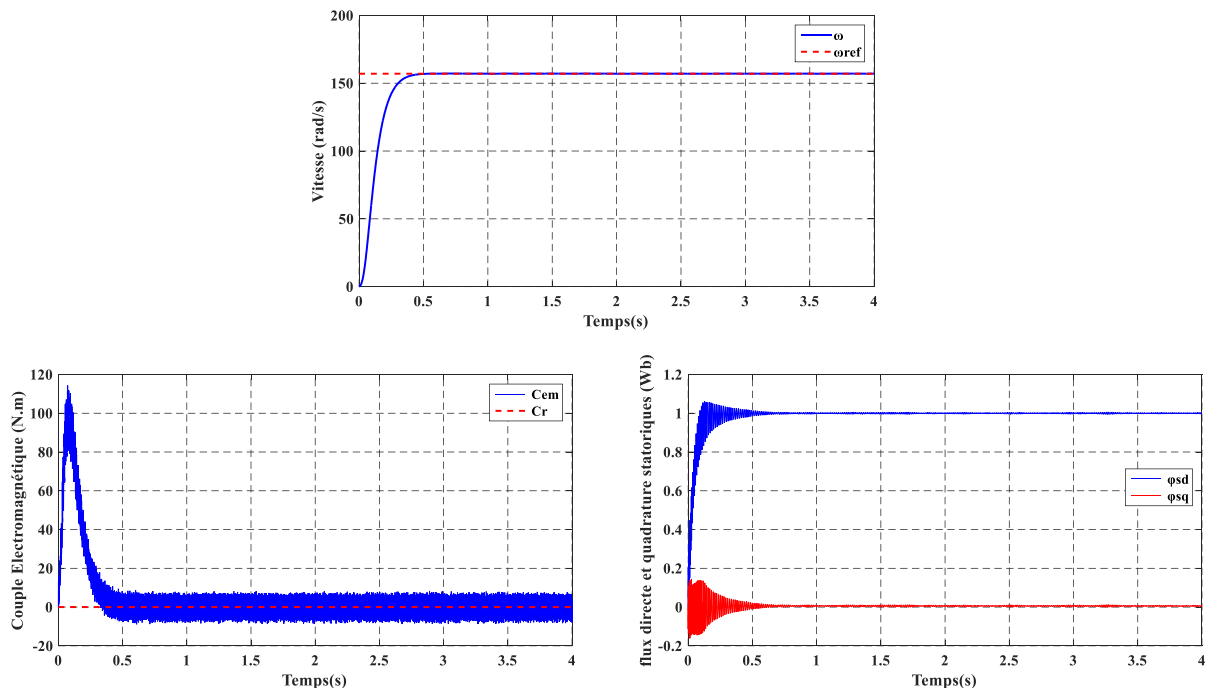
$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \rightarrow K_i = J \omega_n^2 \\ \frac{K_p + f}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \rightarrow 2J \omega_n \xi - f \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

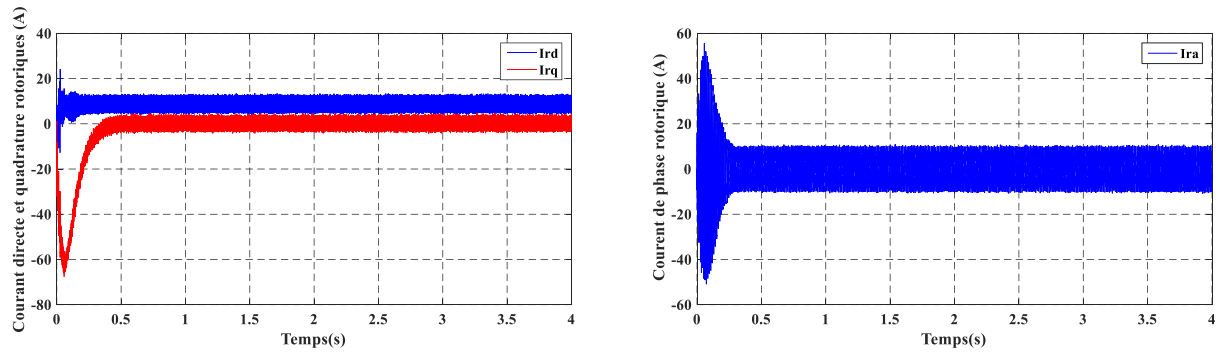
II.9 Simulation de la commande vectorielle de la MADA :

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

Les résultats obtenus pour les différents tests (test de robustesse), de simulation réalisés, pour l'ensemble Onduleurs-MADA équipé de la commande vectorielle directe développée dans le présent chapitre.

II.9.1 Fonctionnement de la machine nominal :





II.9.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :al .

Dans ce test nous appliquerons un couple résistant à l’instant 1.5s et 2.5s (15 N.m).

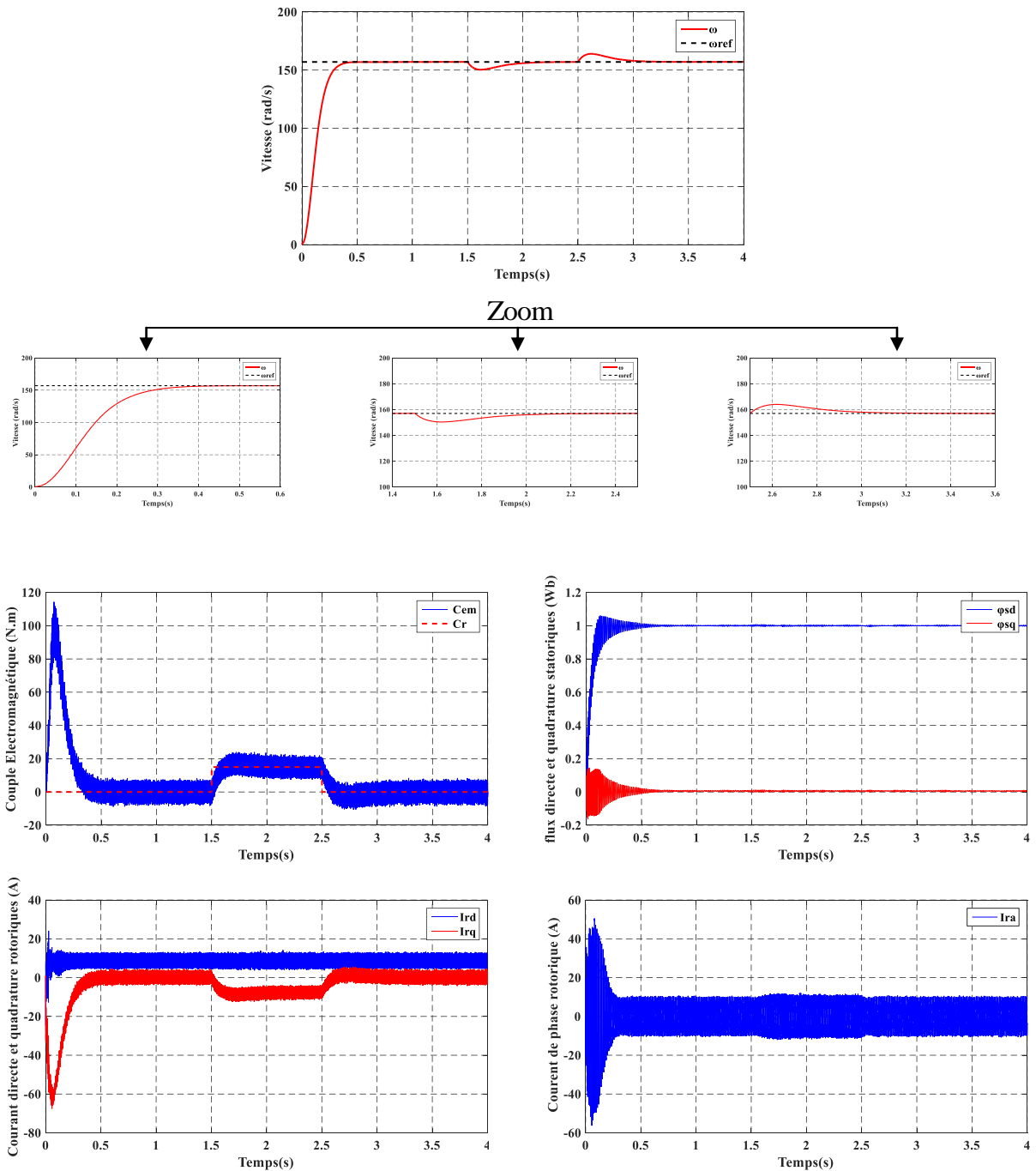


Figure II.10 : Test de robustesse pour une variation de couple résistant(1.5s à 2.5s).

II.9.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

Dans ce test nous changeons le sens de rotation avec différentes valeurs avec garder le couple résistant afin d'observer la réponse du système à ces changements.

Les résultats obtenus sont regroupé par la figure suivante :

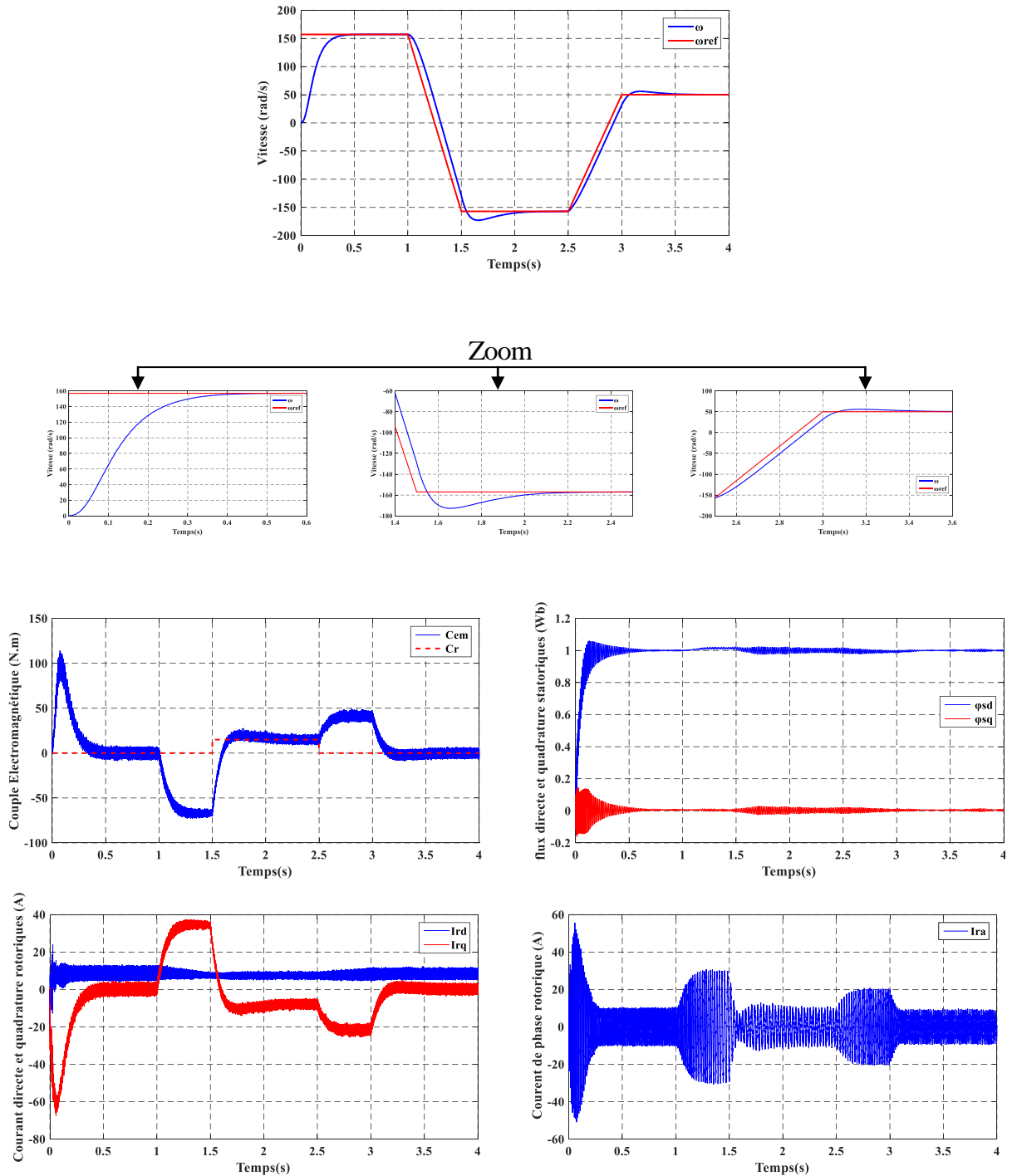


Figure II.11 : Test de robustesse pour une variation de changer le sens de rotation sans couple résistant(1.5s à 2.5s).

II.9.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :

Dans ce test nous allons augmenter la résistance statorique (R_s) de +100%(à l'instant 1.5s) et à 2.5s nous l'annulons, nous remarquons les différences entre la résistance normale et la résistance augmentée.

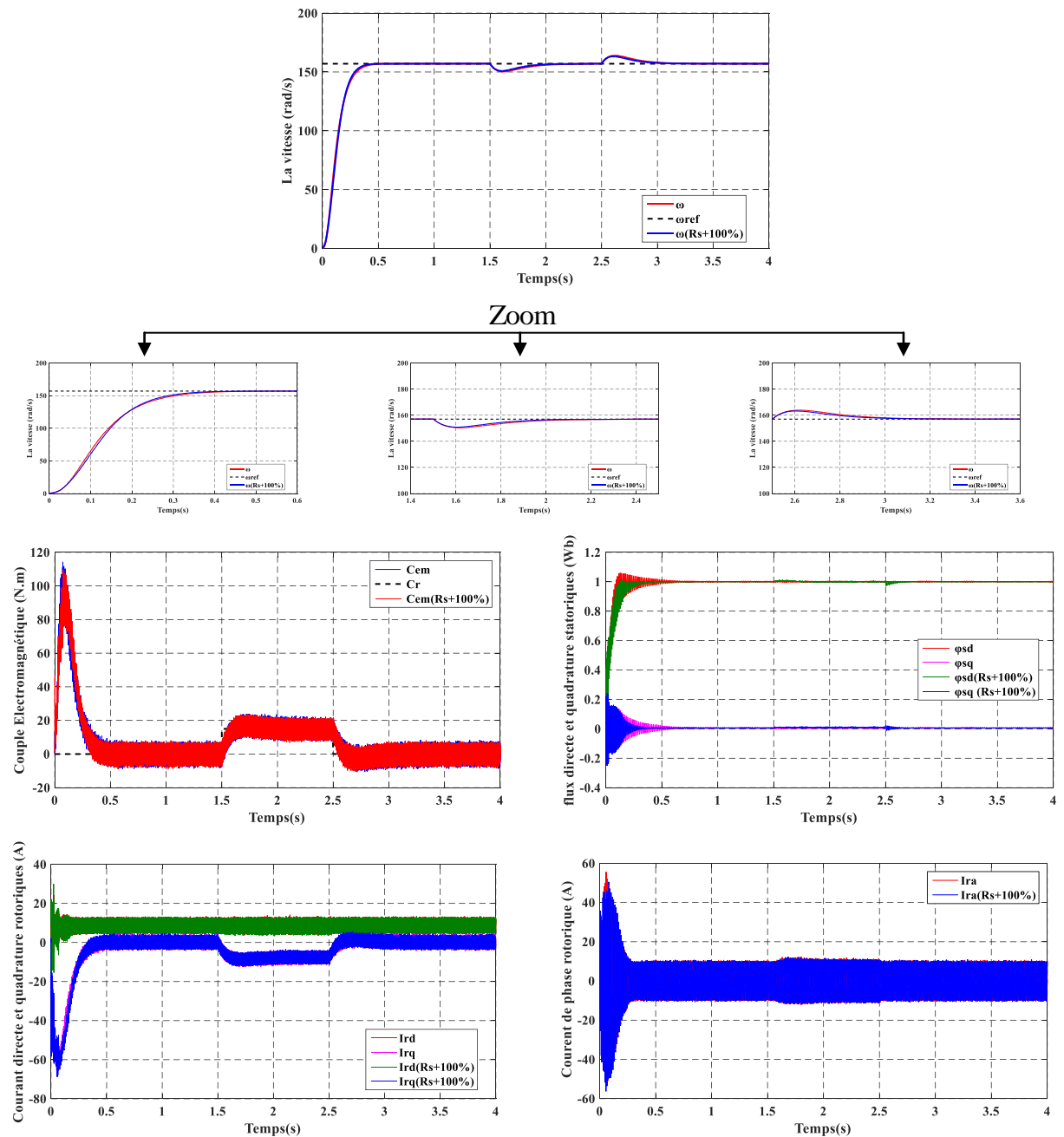


Figure II.12 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale.

II.9.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :

Dans ce test nous allons augmenter la résistance rotorique (R_r) de +100%(à l'instant 1.5s) et à 2.5s nous l'annulons.

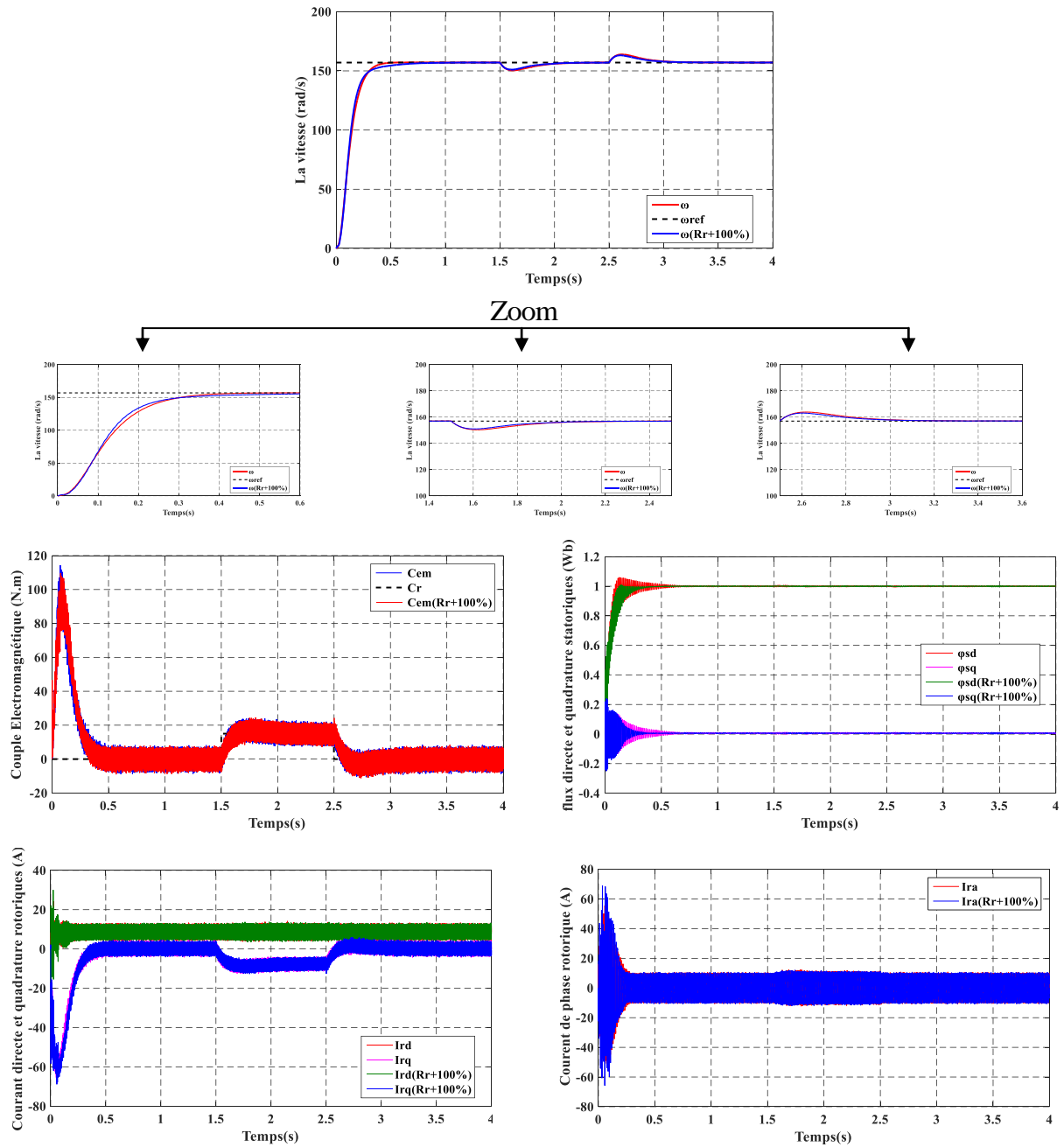


Figure II.13 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale

II.9.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique :

Dans ce cas nous avons augmentons l'inductance statorique (L_s) et l'inductance rotorique (L_r) de +20% (à l'instant 1.5s à 2.5s), nous notons les différences entre l'inductance normale et l'inductance augmentée.

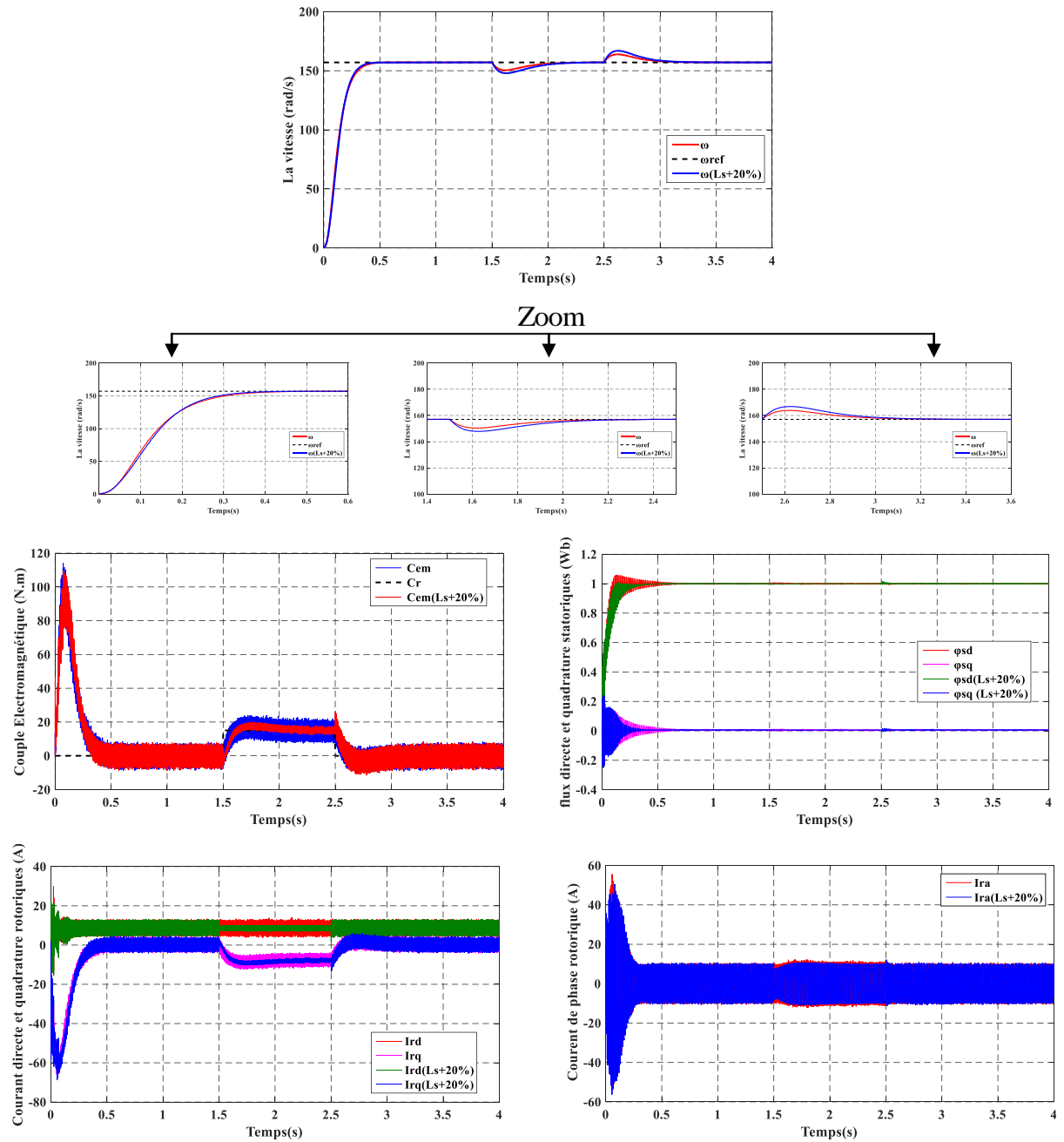
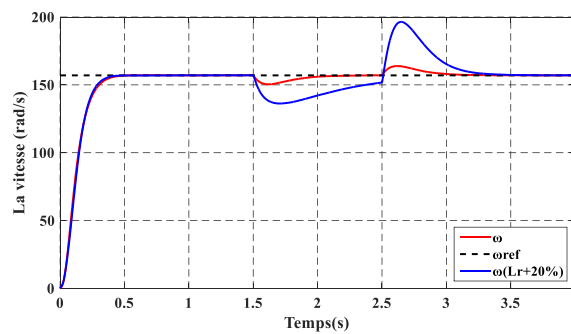


Figure II.14 : Test de robustesse pour une variation de L_s de +20% de sa valeur nominale.

II.9.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique :



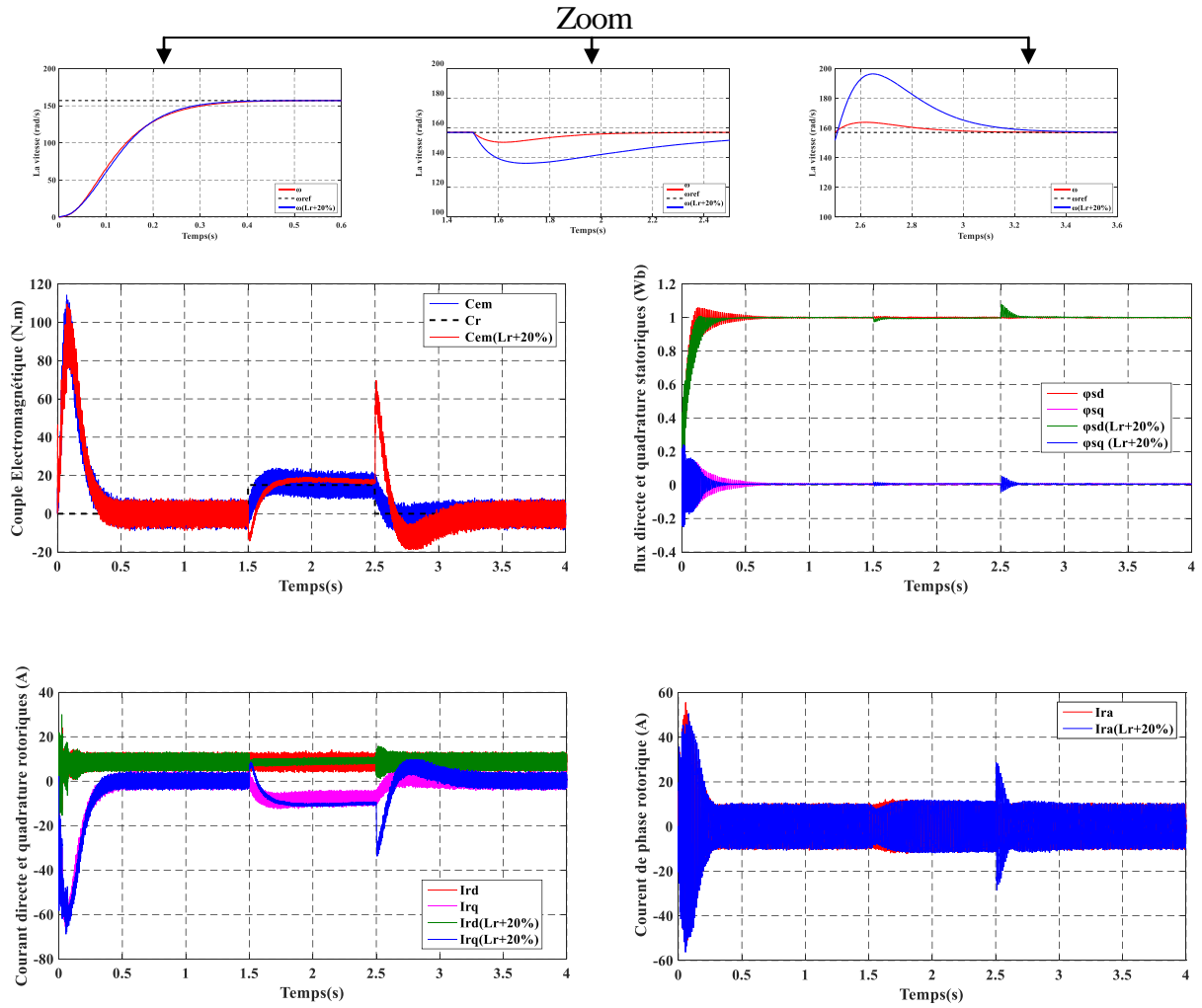
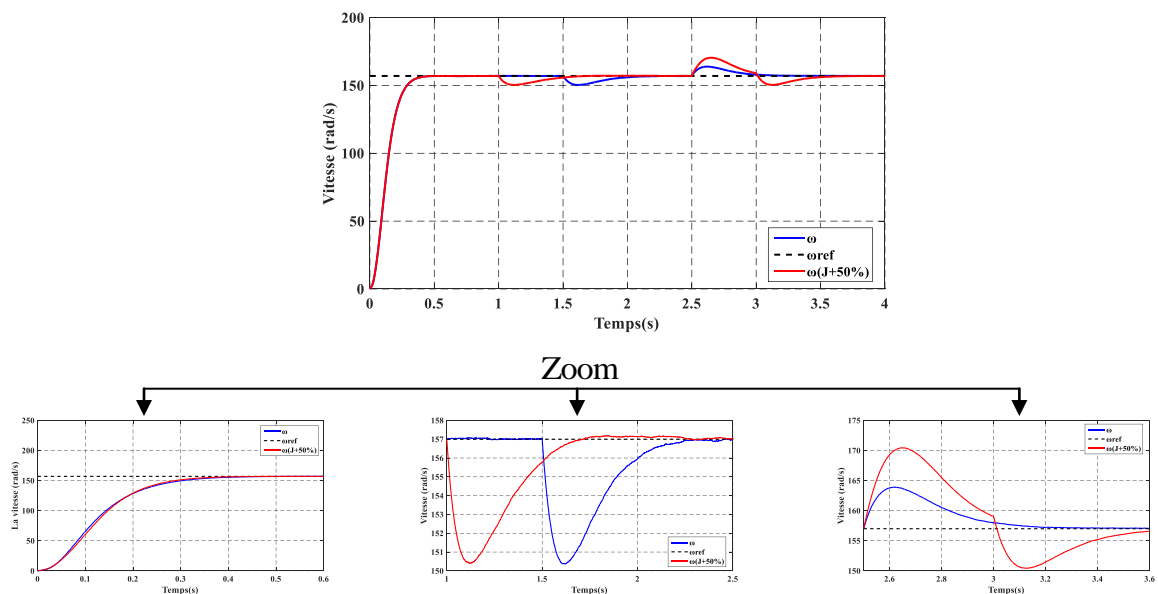


Figure II.15 : Test de robustesse pour une variation de L_r de +20% de sa valeur nominale.

II.9.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d’inertie :

Dans ce test nous allons augmenter du moment d’inertie de +50% de sa valeur nominale (à l’instant 1.5s) et à 2.5s nous l’annulons.



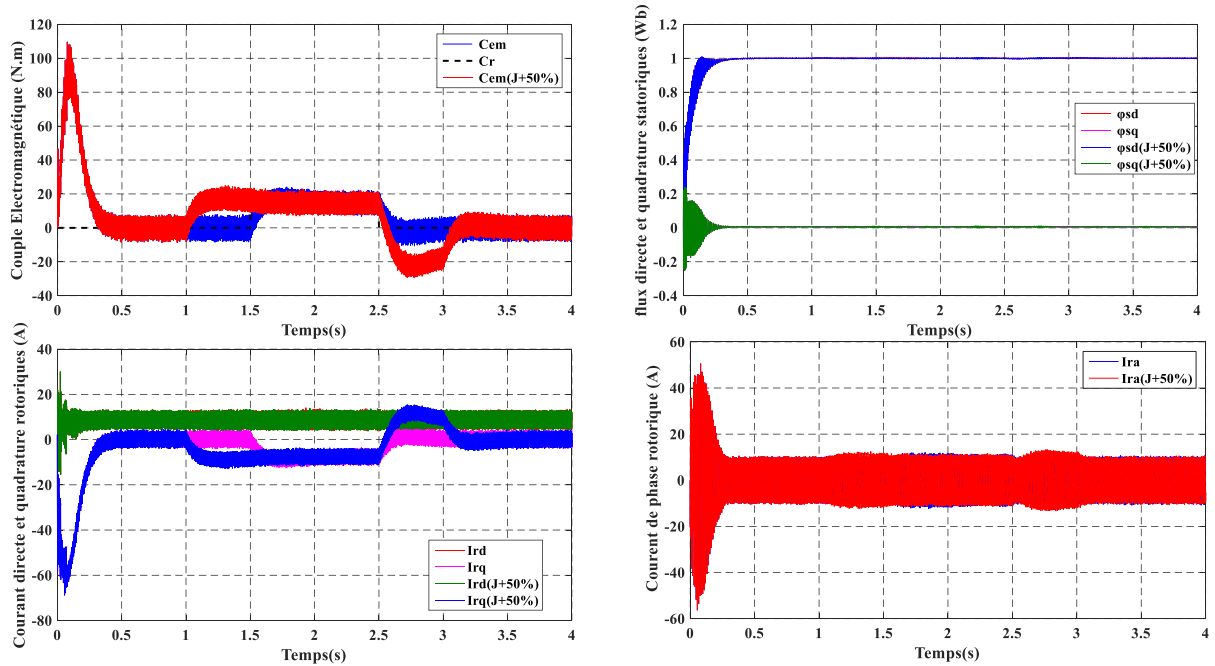


Figure II.16 : Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur

II.9.9 Interprétation des résultats :

nominale.

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

Pour les différents tests, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite faible. On observe une excellente orientation du flux statorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence.

Pendant les évolutions des consignes, le changement du couple ne dégrade pas l'orientation du flux. On observe une bonne sensibilité, avec un temps de rejet dans la vitesse, et en particulier lors de l'inversion de rotation, nous avons remarqué des effets importants sur l'orientation et le couple électromagnétique ce qui modifie le sens de rotation par rapport les autres tests.

Pour la résistance statorique (R_s) l'influence de leur variation dans la vitesse est amélioré le temps de rejet l'effet du couple et son valeur par contre pour la résistance rotorique (R_r).

Aussi la variation de l'inductance rotorique influe d'une façon remarquable sur la vitesse par contre la variation de l'inductance statorique.

La variation du moment d'inertie n'a que très bonne d'influence sur et l'orientation du flux et très important d'influence sur la vitesse et couple électromagnétique et les deux courants quadratures.

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle de la Machine Asynchrone Doublement Alimentée. Puis, nous avons évoqué une nouvelle approche permettant le découplage de ses courants dans un repère tournant (d-q). Ce principe est basé sur un découplage entrée-sortie par retour d'état conduisant à des fonctions de transfert, des courants par rapport à leurs références, très simples. 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 PI classique ; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle.

Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects de la logique floue type 1 et son application au réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté.

Chapitre III :

Commande Floue Type-1 de La MADA

Chapitre III :

Commande Floue Type-1 de La MADA

III.1 Introduction :

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variantes. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue qui s'applique de plus en plus dans le contrôle de la machine à induction et l'adaptation de sa commande vectorielle [37].

La logique floue est pleine expansion se sont nettement imposés en raison de leurs propriétés, telle que : permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire de modélisation 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 [38]. Ont permis la logique floue d'être l'un des moyens les plus utilisés pour l'amélioration de la robustesse d'une commande des systèmes non linéaires et contre les erreurs de modélisation et les dérives paramétriques [38, 39].

Le but de ce chapitre est de représenter en bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu générale sur la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur flou-PI, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA), on présente aussi les résultats de simulation numérique concernant : le démarrage à vide, l'application d'un couple de charge, les tests de robustesse (l'inversion de la vitesse de rotation et les variations paramétriques).

III.2 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 [38].

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [39] :

- 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 [40] ;
- 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.3 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 [48] :

- 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.4 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 $[0,1]$.

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels, ou encore flous comme l'illustre la figure (III.1) [39].

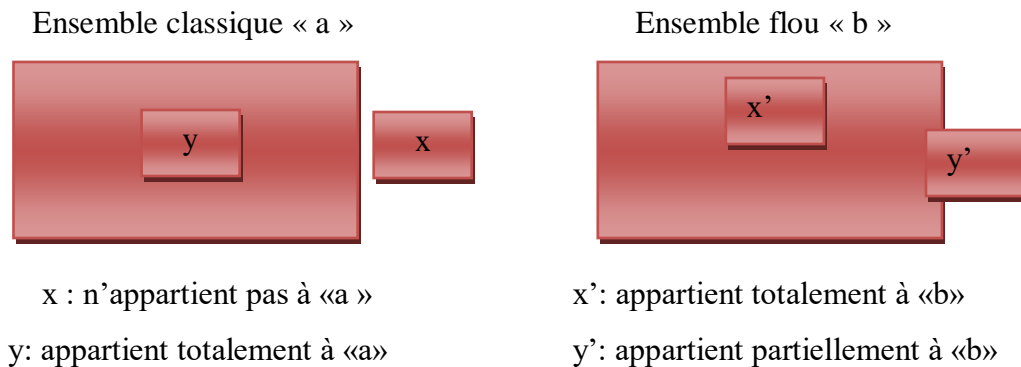


Figure III.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

III.5 Éléments de base de la logique floue :

Dans cette partie, on va exposer d'une façon non exhaustive les éléments de base de la logique floue.

III.5.1 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, etc. ...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [41].

III.5.2 Fonctions d'appartenance :

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés 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 [42].

La fonction d'appartenance (FA) d'un ensemble flou A sur un univers de discours X est définie, pour la variable floue x, par [43, 44] :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

$\mu_A(x)$: est le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou A.

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A (Figure III.2).

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X [44]. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x [44, 45].

Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou.

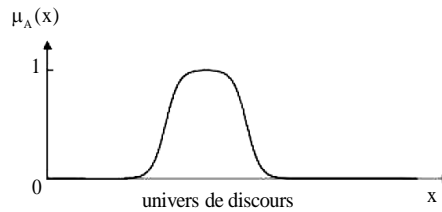


Figure III.2 : Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance.

La forme des FA est arbitraire, mais il est raisonnable de prendre des fonctions convexes tel qu'il existe au moins un point de degré d'appartenance maximal et que le degré décroît quand on s'éloigne de ce point. Les FA les plus utilisées sont (Figure III.3) :

- a. La FA triangulaire : Elle est définie par trois paramètres {a, b, c} qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

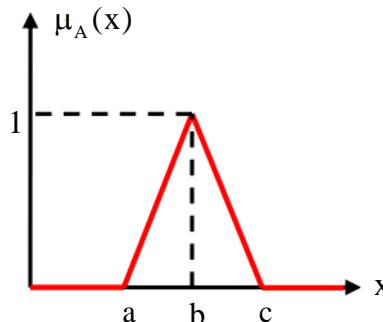


Figure III.3 : Représentation de la fonction triangulaire.

b. La FA trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d}

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d}\right), 0\right) \quad (\text{III.3})$$

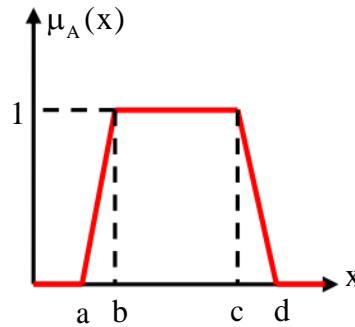


Figure III.4 : Représentation de la fonction trapézoïdale.

c. La FA gaussienne : elle est définie par deux paramètres {m,s}

Ou m : Centre de la gaussienne et s :sa largeur

$$\mu(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-m}{2s}\right)^2\right) \quad (\text{III.4})$$

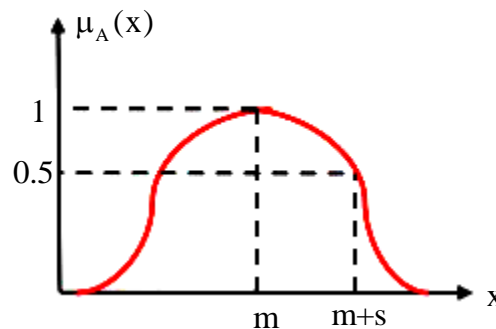


Figure III.5 : Représentation de la fonction gaussienne.

III.5.3 Propriétés des ensembles flous:

Les propriétés d'un ensemble flou, détaillées dans la suite, sont présentées figure III.6 [46], [47] :

- **Support** :

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par :

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\} \quad (\text{III.5})$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé "singleton flou".

- **Hauteur** :

La “hauteur” d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u) > 0$. Elle est notée par $hgt(A)$ et définie par :

$$hgt(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad (\text{III.6})$$

Un ensemble flou A est appelé normal si $hgt(A) = 1$, et sous normal si $hgt(A) < 1$.

- **Noyau :**

Le noyau d'un ensemble flou A , est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A . Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit :

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad (\text{III.7})$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A .

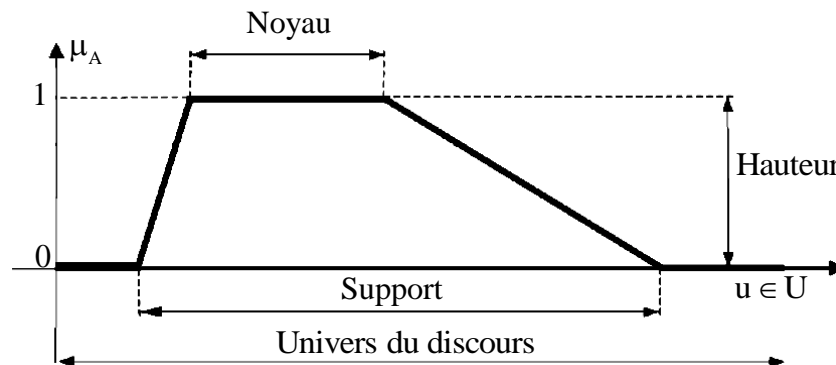


Figure III.6 : Support, hauteur et noyau d'un ensemble flou.

III.5.4 Opérateurs sur les ensembles flous :

Similairement à la théorie des ensembles ordinaires, les opérations de bases qui sont l'égalité, l'inclusion, l'union, l'intersection et le complément, les plus utilisés sont définis ci-dessous [43].

Soient A et B deux ensembles flous définis sur l'univers de discours X , ayant respectivement les fonctions d'appartenances $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$. On définit les opérations suivantes :

- **Egalite :**

Les sous-ensembles flous A et B sont dits égaux si leurs fonctions d'appartenances prennent la même valeur en tout point x de X soit :

$$A = B \text{ si } \forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.8})$$

- **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 :

$$A \subset B \text{ si } \forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.9})$$

- **Union (opérateur ou):**

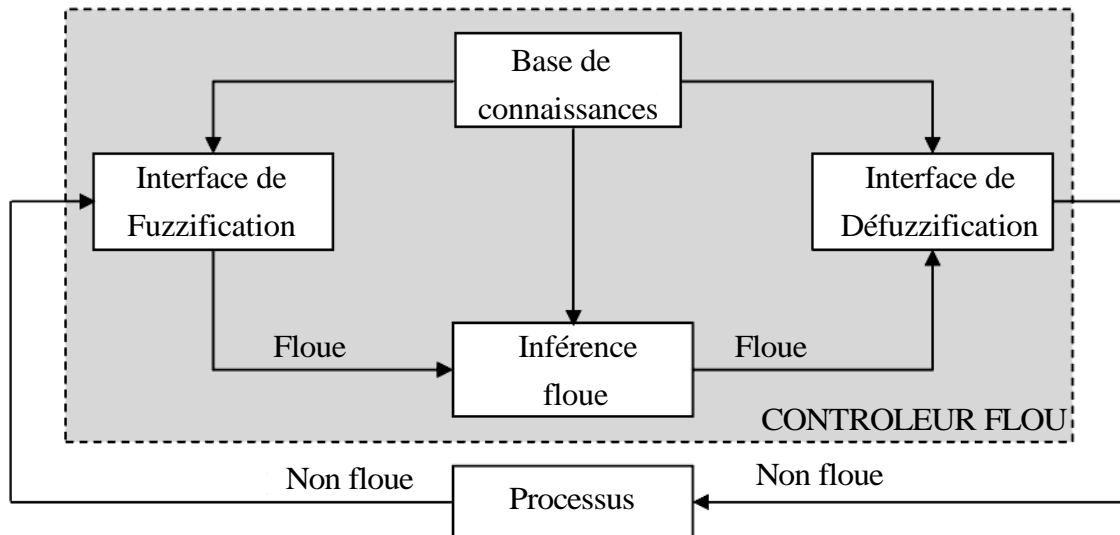


Figure III.7 : Structure interne d'un régulateur flou.

III.6.1.1 Interface de 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 $[1, 1]$ afin de faciliter le calcul [50].

III.6.1.2 Base de connaissance :

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » [50] :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

III.6.1.3 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 [37].

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 [46].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons [44] :

- Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant,

SI (la température est élevée ET la vitesse est faible) ALORS la tension est grande positive OU SI (la température est moyenne ET la vitesse est faible) ALORS la tension est positive

- Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Exemple :

Si T est F ET V est F Alors U = Z, Ou

Si T est M ET V est F Alors U = P, Ou

Si T est E ET V est F Alors U = GP, Ou

Si T est F ET V est E Alors U = Z, Ou

Si T est M ET V est E Alors U = Z, Ou

Si T est E ET V est E Alors U = P.

Où :

T : température, V : vitesse. U : tension, E : élevée, M : moyenne, F : faible, Z : zéro, P : positif, GP : grand positif.

- Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

		U		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau III.1 : Matrice d'inférence floue.

Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles, [44, 49] :

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

III.6.1.3.1 Méthode d'inférence Max-Min:

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max [44].

La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence. Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

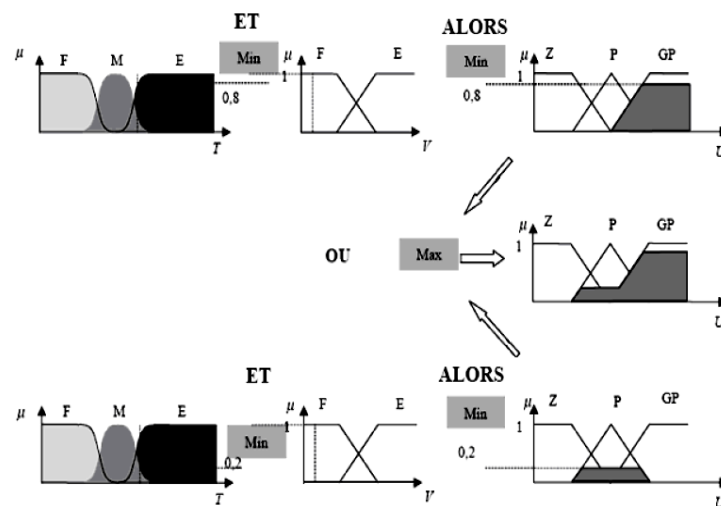


Figure III.8 : Exemple d'inférence Max-Min.

La variable T est Elevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et Moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est faible avec un degré d'appartenance de 1. L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle" dessinée en gris qui est écrêtée à 0,8. De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0,2. La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU, (Figure III.8).

III.6.1.3.2 Méthode d'inférence max-produit:

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure III.9.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui

correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET". On l'appelle également "implication de Larsen"[44].

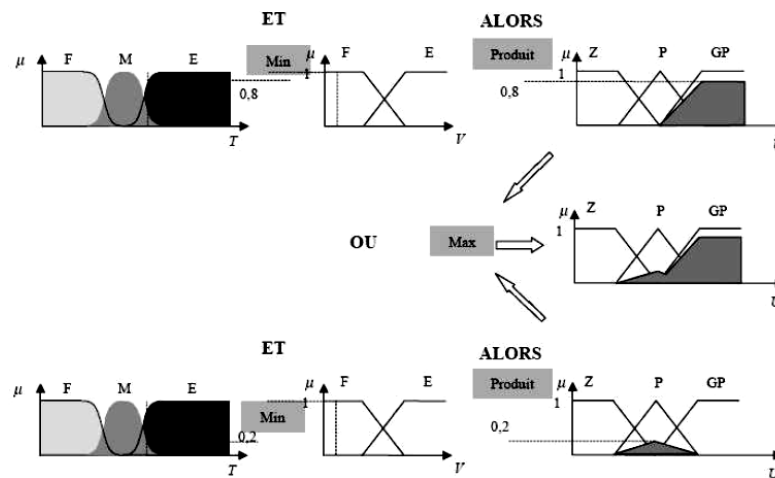


Figure III.9 : Exemple d'inférence Max-Produit.

III.6.1.3.3 Méthode d'inférence somme-produit:

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence [44].

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité [44].

III.6.1.4 Interface De Défuzzification :

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique.

On distingue trois méthodes différentes : celle du maximum qui correspond à un seul point qui est le point milieu de la zone activée avec l'indice le plus fort, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats [47].

Défuzzification Par La Méthode Du Centre De Gravite :

C'est la méthode de défuzzification la plus courante [44]. La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenance des termes linguistiques des conclusions $\mu_{R_i}(x_r)$ qui forment μ_r es (x_r) [42]. Ces aires étant pondérées par le degré de vérité de chaque règle, donc il est logique de confondre la valeur numérique de la sortie et l'abscisse du centre de gravité de la surface formée pour l'union de ces aires $\mu_{res}(x_r)$ [49].

L'abscisse du centre de gravité de μ_r es (x_r) est donnée par l'expression suivante [42], [49] :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (\text{III.13})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux en temps de calcul [44].

III.6.1.5 Contrôleurs de types "MAMDANI" et "SUGENO" :

Dans le domaine de la commande des systèmes, l'objectif d'un contrôleur flou est de trouver une valeur numérique adéquate à appliquer au système à partir d'un ensemble de variables physique.

Plusieurs types de contrôleurs ont été proposés, les plus utilisés sont [44] :

- Le contrôleur de type "Mamdani". C'est le premier contrôleur flou à avoir été développé et il est le plus employé actuellement. Il est dit symbolique car caractérisé par une prémisse et une conclusion symboliques (linguistiques) et donc nécessite une méthode de défuzzification.
- Le contrôleur de type "Sugeno". Il est dit procédural, en effet la prémisse seule est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement définie sous une forme numérique polynomiale par une combinaison linéaire des entrées.

III.7 Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue :

III.7.1 Avantages :

- Le modèle mathématique non requis [51].
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire).
- L'emploi possible aussi pour des processus rapides (grâce à des processus dédiés).
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces.
- La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour micro-processeur ou PC (solution logiciel), soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors, solution matérielle).

III.7.2 Inconvénients :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- Les règles doivent être disponibles.
- L'approche artisanale et non systématique [51].
- Aucune méthode formelle pour l'ajustement [51].

- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférences contradictoires possible).

III.8 Application de la logique floue au MADA :

Nous allons simuler le comportement du MADA lorsque l'onduleur (au rotor) est commandé selon la technique MLI à deux niveaux.

Il faut définir un ensemble de stratégies de 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.

III.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification ;

Pour les systèmes mono variables 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 de système).

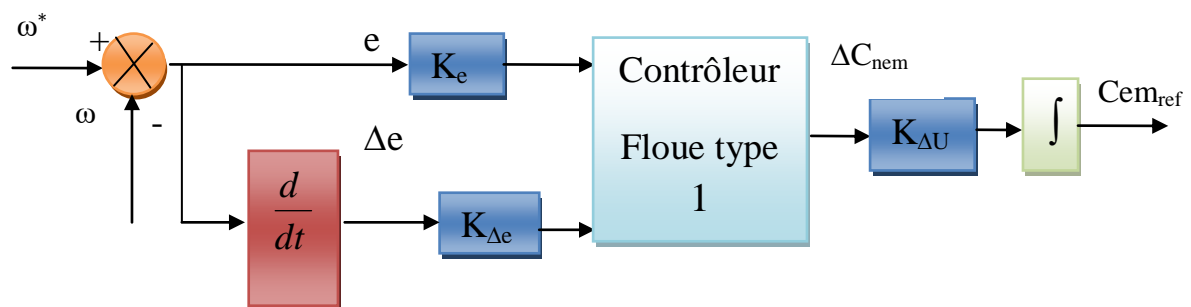


Figure III.10 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.

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

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

$$e = \omega^* - \omega \quad (\text{III.14})$$

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

$$\Delta e = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \quad (\text{III.15})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple Electromagnétique.

K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta u}$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

III.8.1.1 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 (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en sept ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négative Grande NG
- Négative Moyenne NM
- Négative Petite NP
- Environ Zéro EZ
- Positive Petite PP
- Positive Moyenne PM
- Positive Grande PG

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

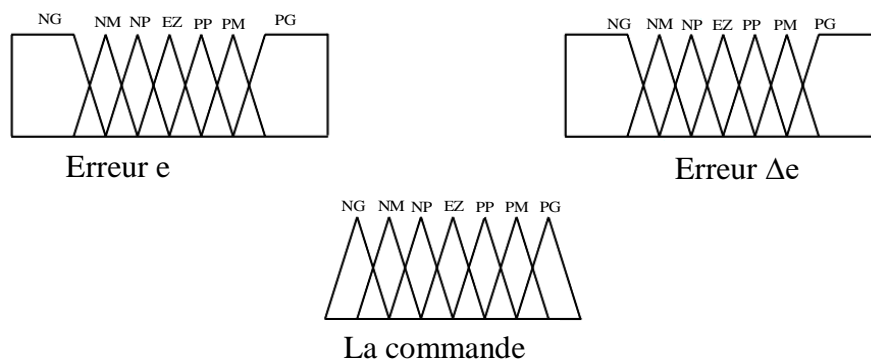


Figure III.11 : Les fonctions d'appartenance.

III.8.1.2 Base des règles :

A partir de l'étude du comportement du système en boucle fermée de la vitesse basée sur les expériences, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a sept ensembles flous, ce qui implique quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où quarante-neuf règles.

Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

ΔC_{nem}		e_n						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Δe_n	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

Tableau III.2 : Table de règles pour le RLF de vitesse.

III.8.1.3 La Méthode d’inférence :

Consiste à calculer les valeurs de vérité des différentes règles et à associer à chacune d’elle une valeur de sortie qui dépend de sa partie conclusion.

L’utilisation des opérateurs et / ou et l’implication dans les règles floues, tels qu’ils sont définis par les fonctions élémentaires (min, max, produit...), et la combinaison de ces différentes fonctions conduit à plusieurs méthodes d’inférence. La méthode d’inférence dont nous l'utilisons est la méthode de mamdani et Sugeno.

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique (Figure III.12).

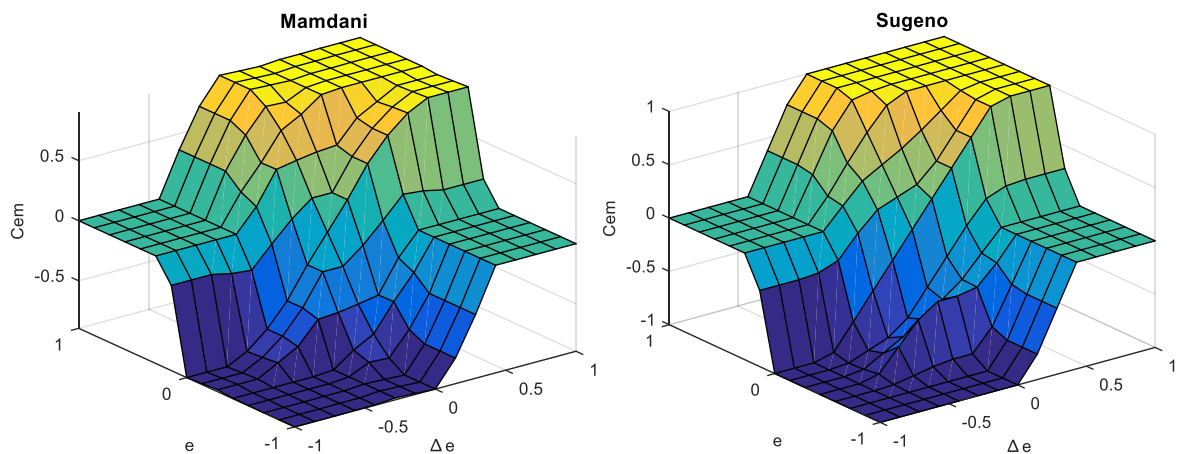


Figure III.12 : Surfaces caractéristique d’un régulateur flou.

III.8.1.4 La stratégie de défuzzification :

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu’on a adoptée dans notre travail. L’abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (\text{III.16})$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'inférence :

$$\Delta C_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{49} \mu_{ci} S_i} \quad (\text{III.17})$$

Ou S_i : est la surface de l'ensemble flou de la commande ΔC_{nem} correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle et x_{Gi} est l'abscisse de son centre de gravité.

III.9 Schéma de commande du MADA :

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double alimentation pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (III.13). Ce schéma est similaire à celui de la figure (II.3) du deuxième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

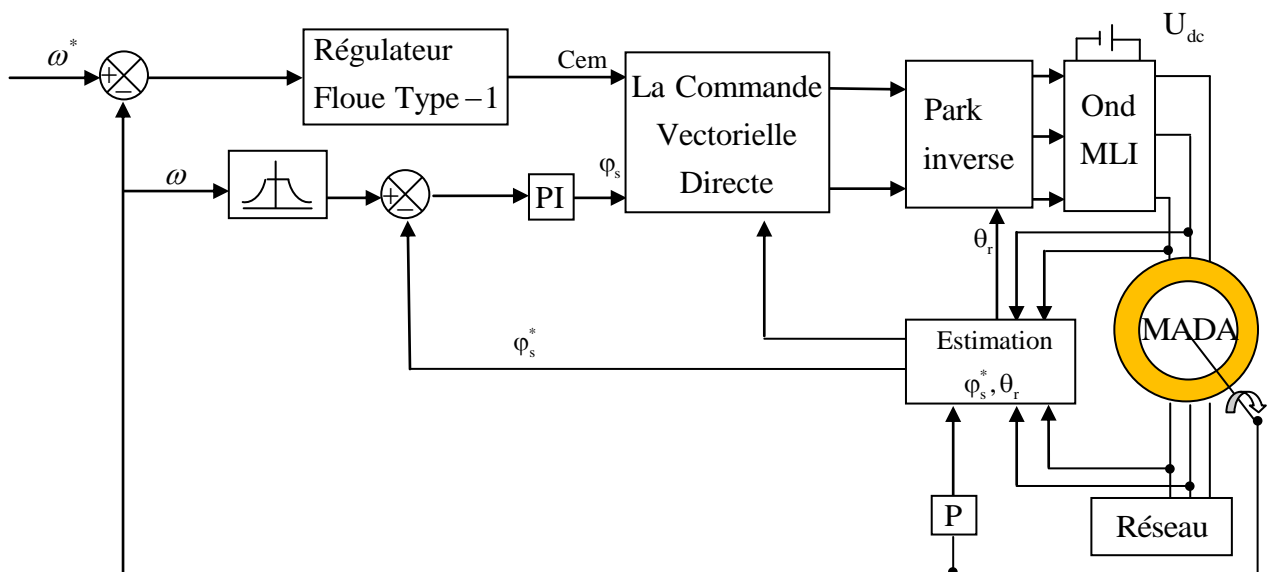


Figure III.13 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté à base d'un régulateur Floue Type-1 de la MADA.

III.10 Résultats de simulation :

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier le comportement du contrôleur flou équipant l'ensemble MADA et onduleurs, munit de la commande vectorielle directe. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

III.10.1 Fonctionnement de la machine nominal :

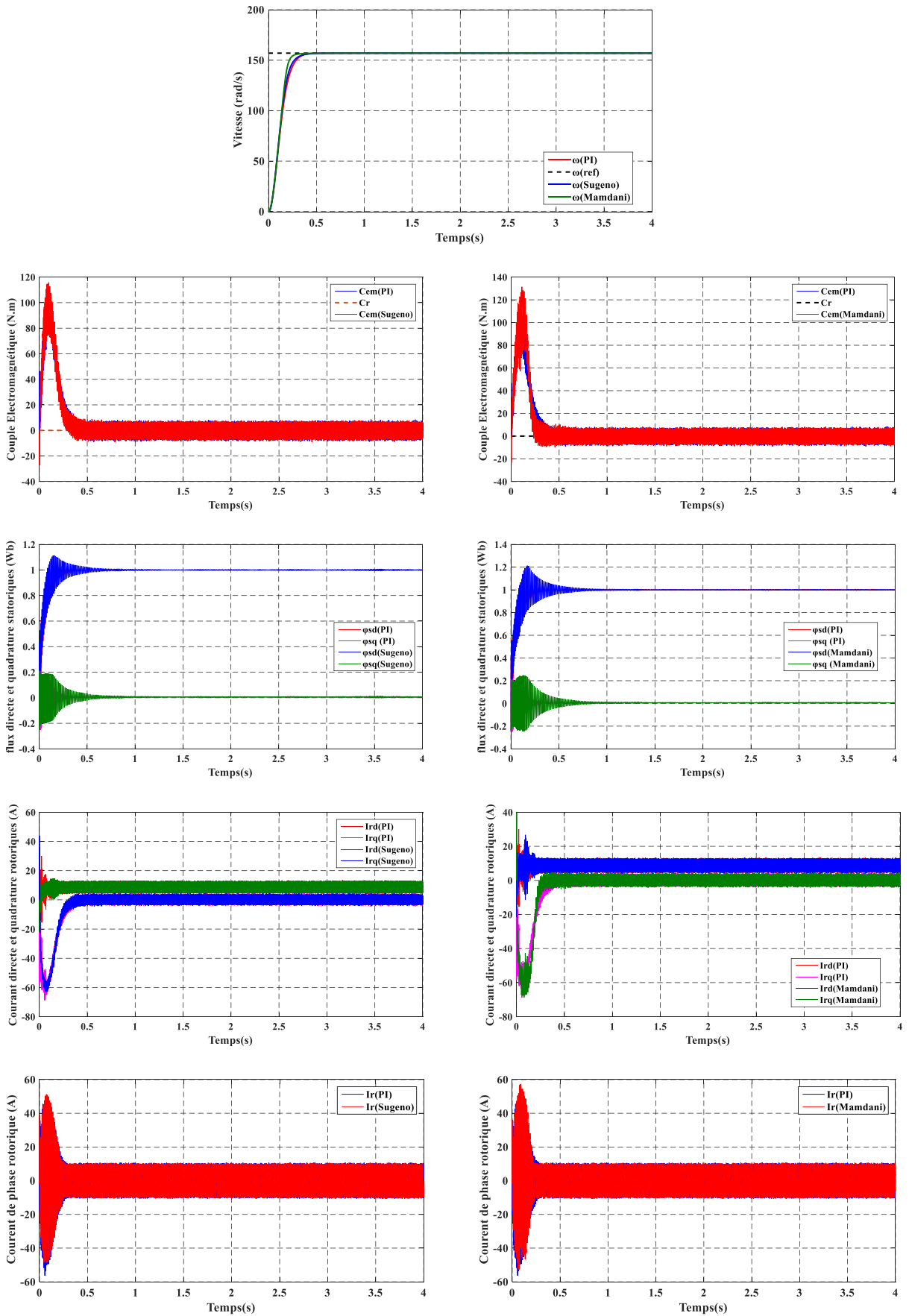
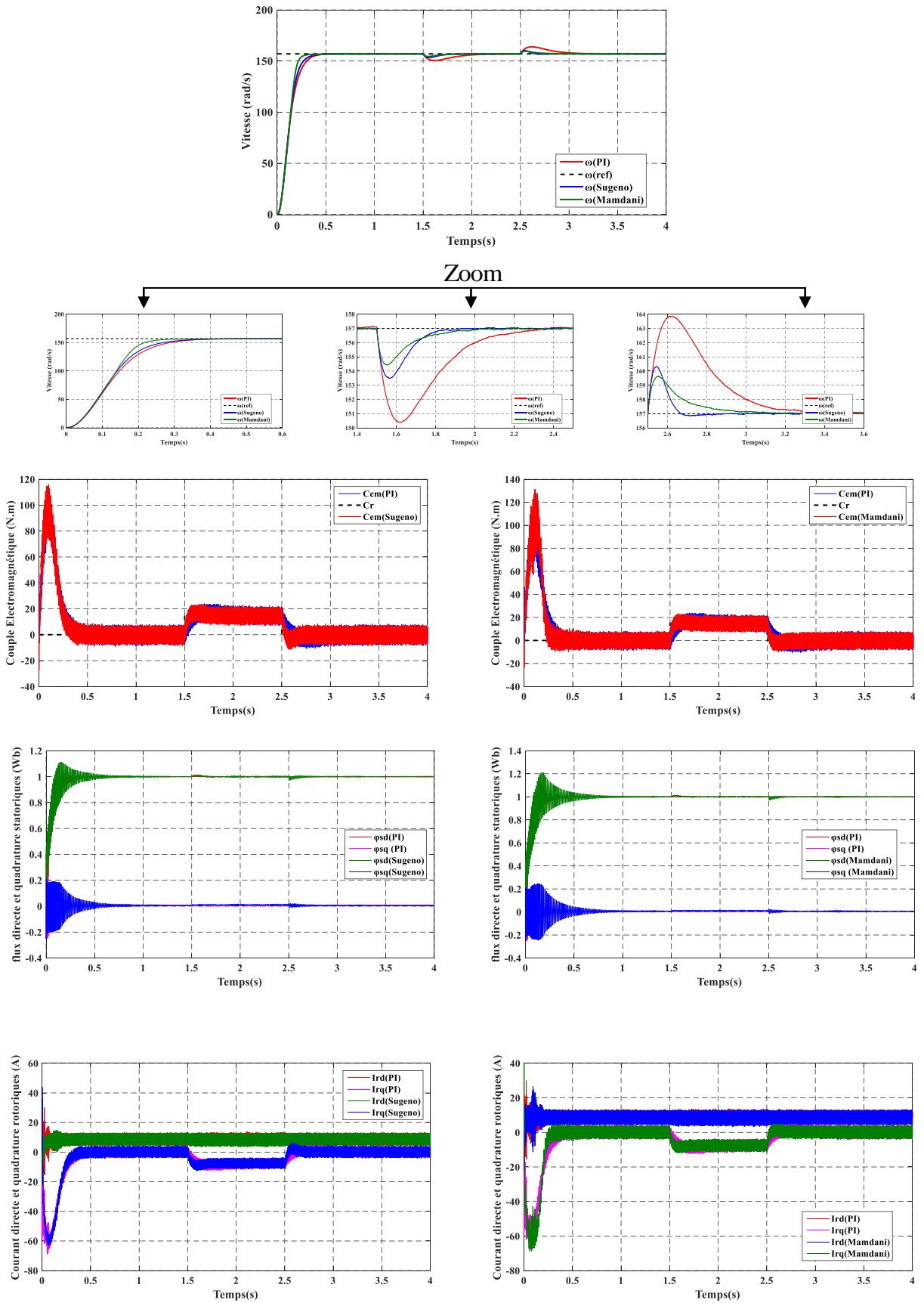


Figure III.14 : Fonctionnement de la machine nominal.

III.10.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :



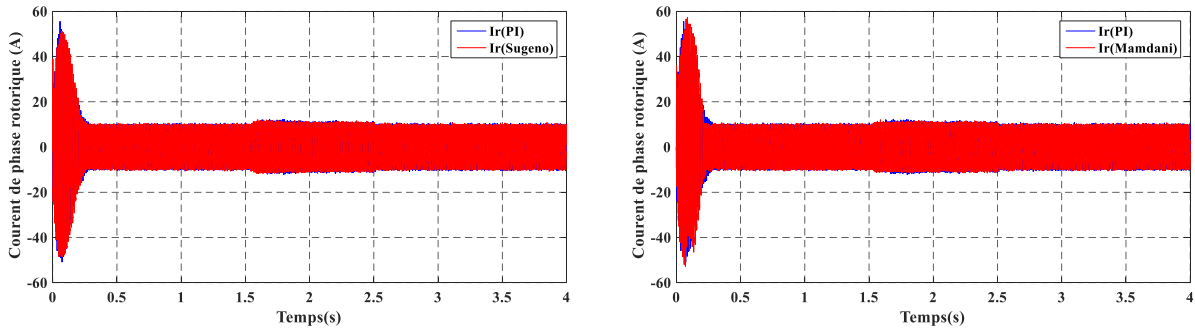
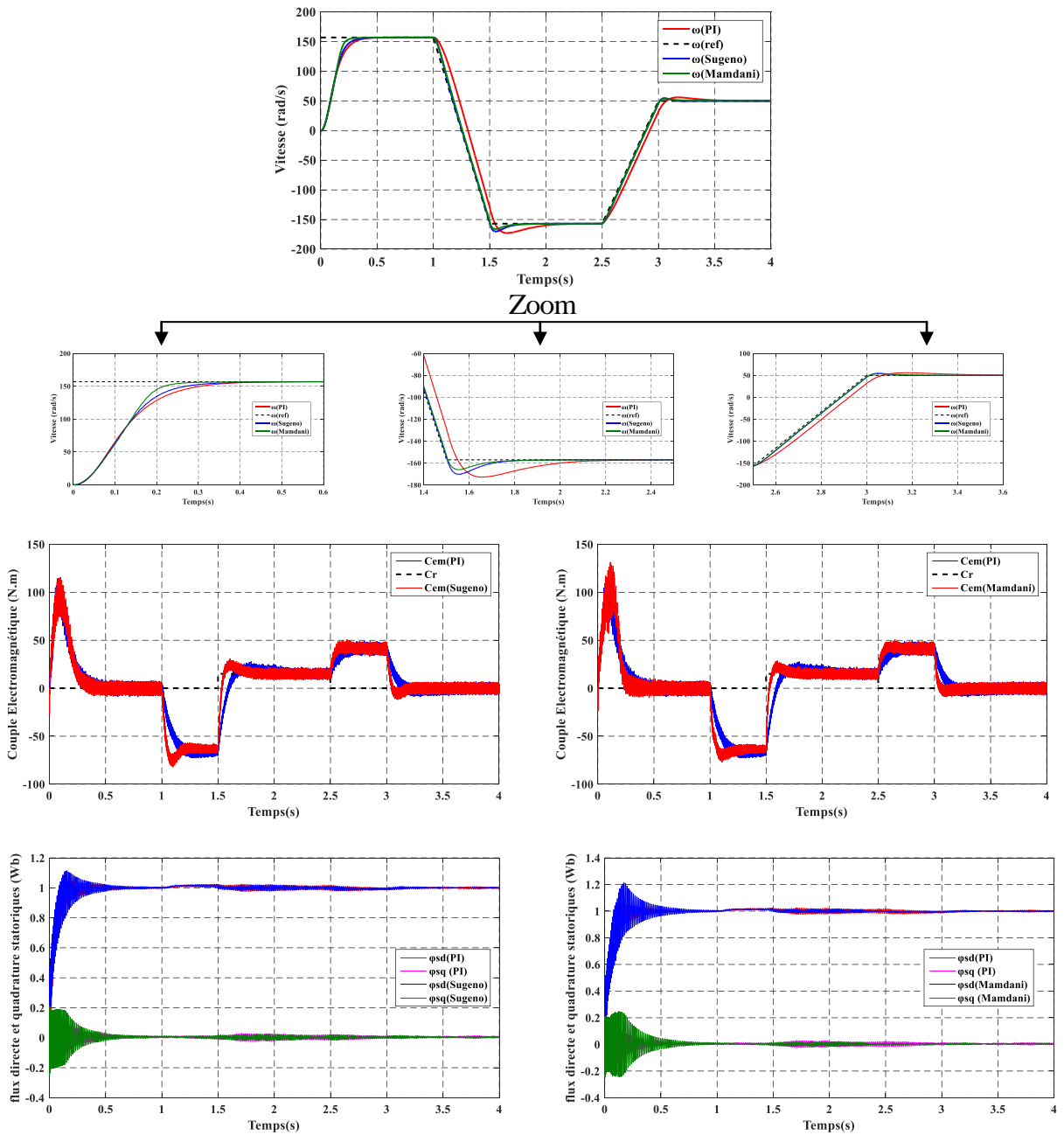


Figure III.15: Test de robustesse pour une variation de couple résistant ($t=1.5s$ à $t=2.5s$)

III.10.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :



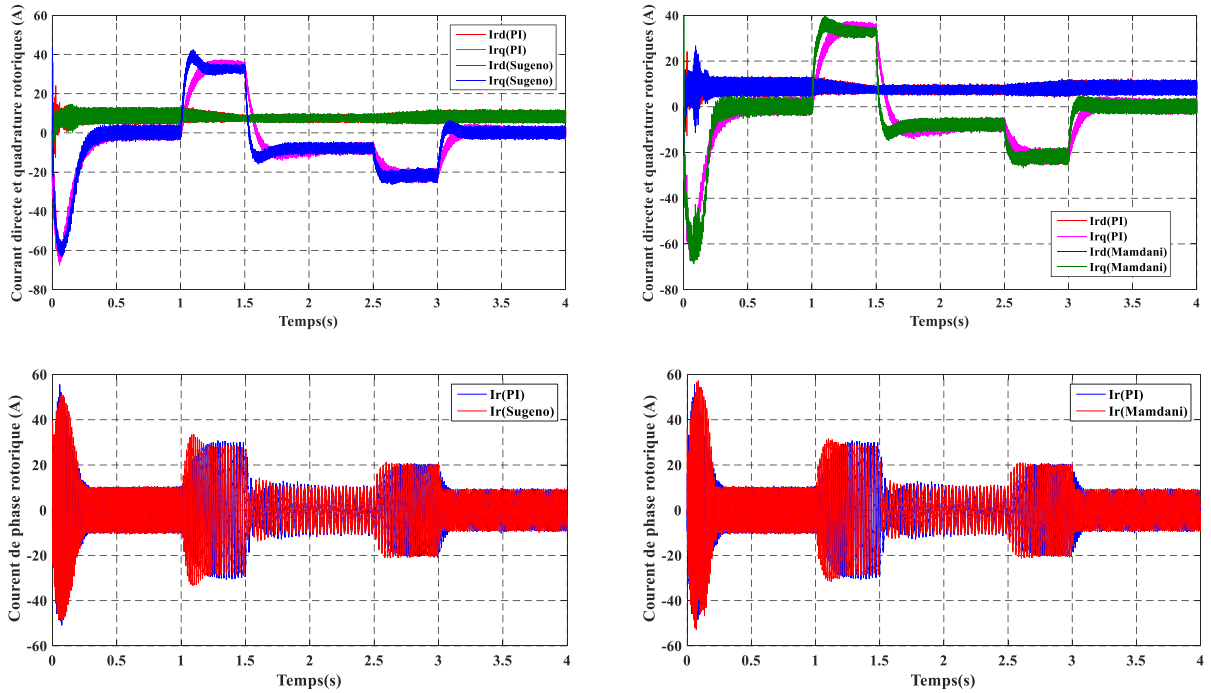
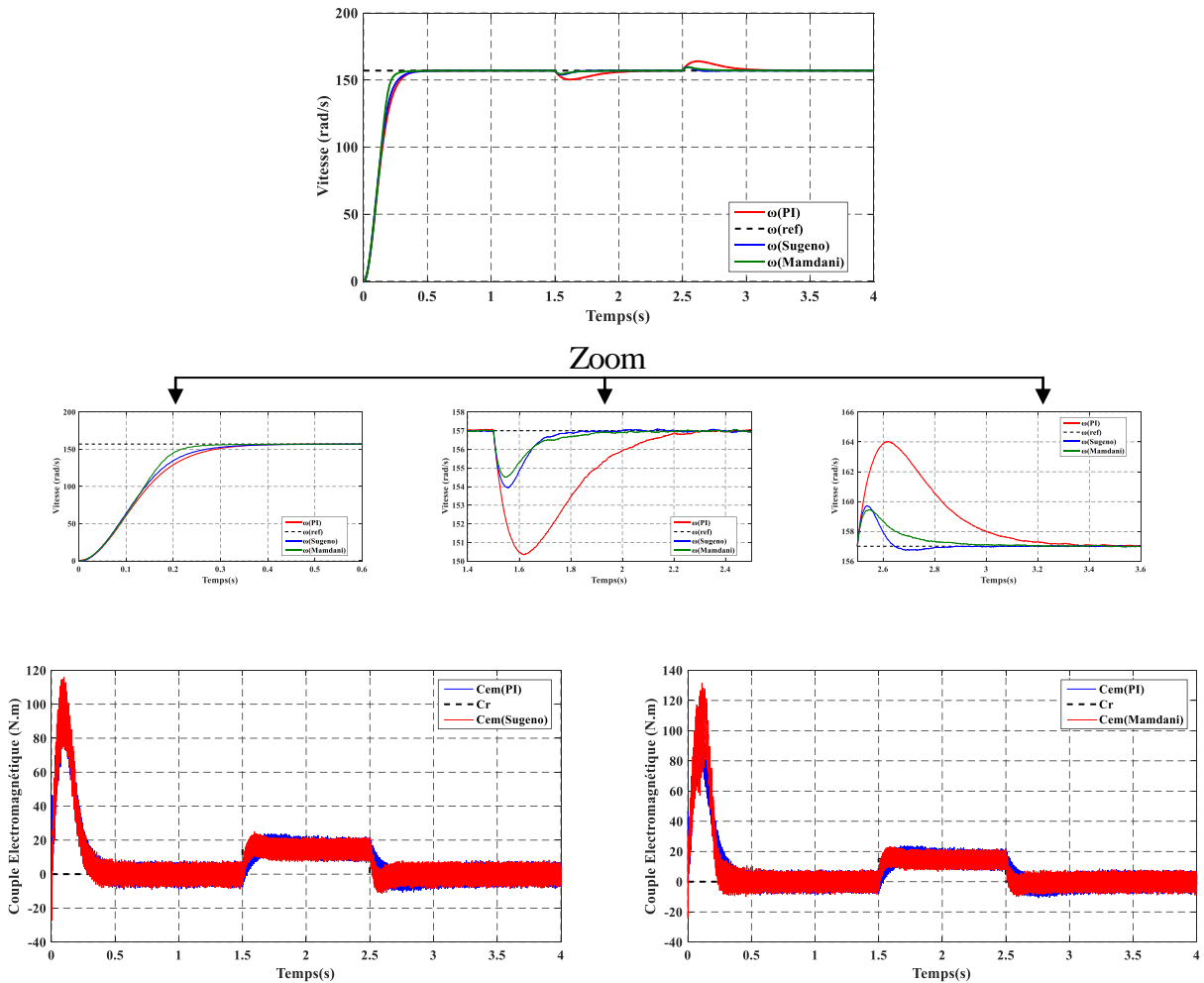


Figure III.16 : Test de robustesse pour une variation de changer le sens de rotation($t=1.5s$ à $t=2.5s$).

III.10.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :



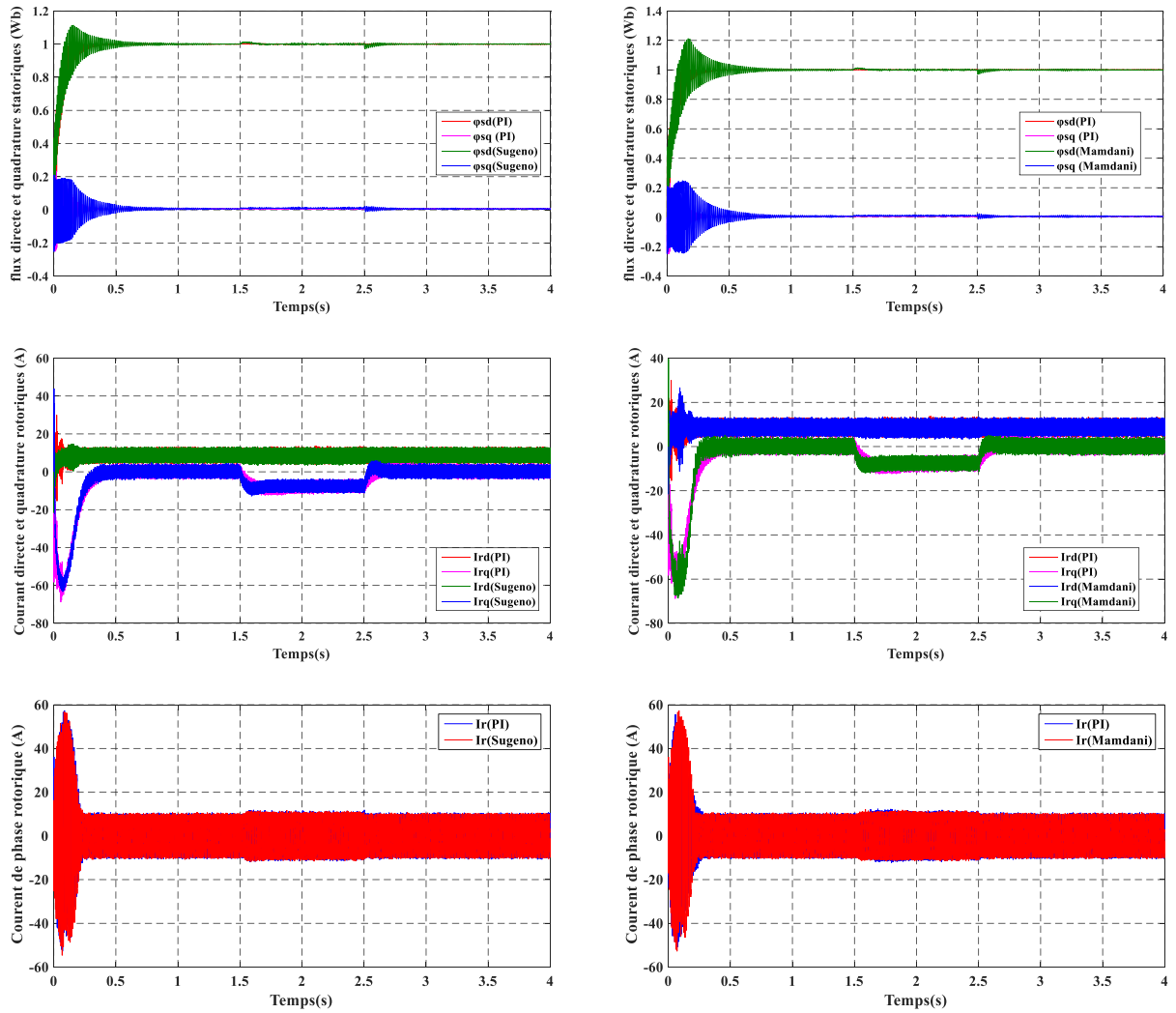
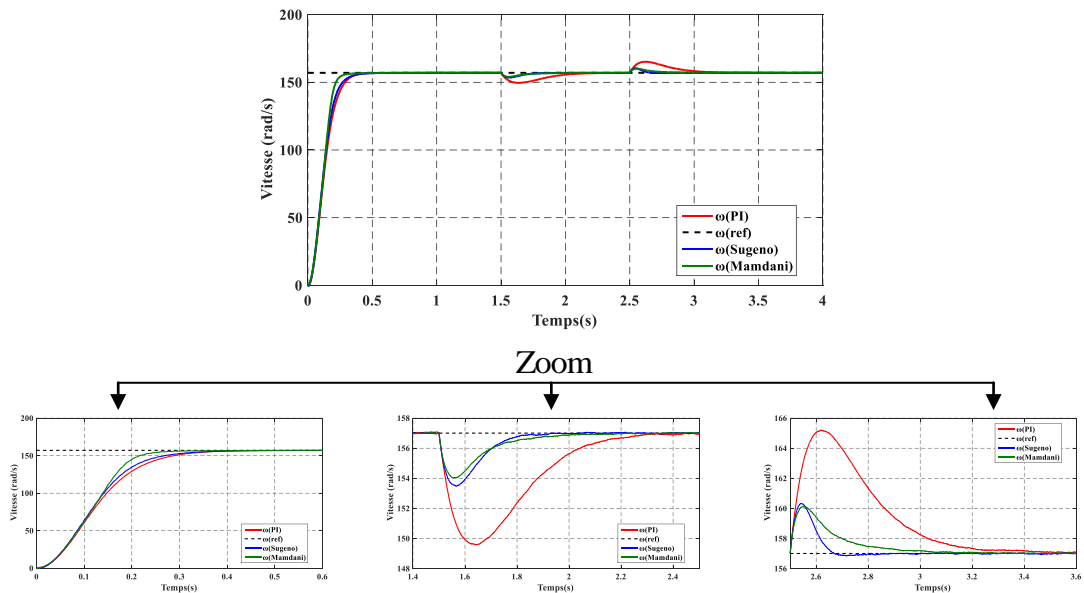


Figure III.17 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale ($t=1.5$ s à $t=2.5$ s).

III.10.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :



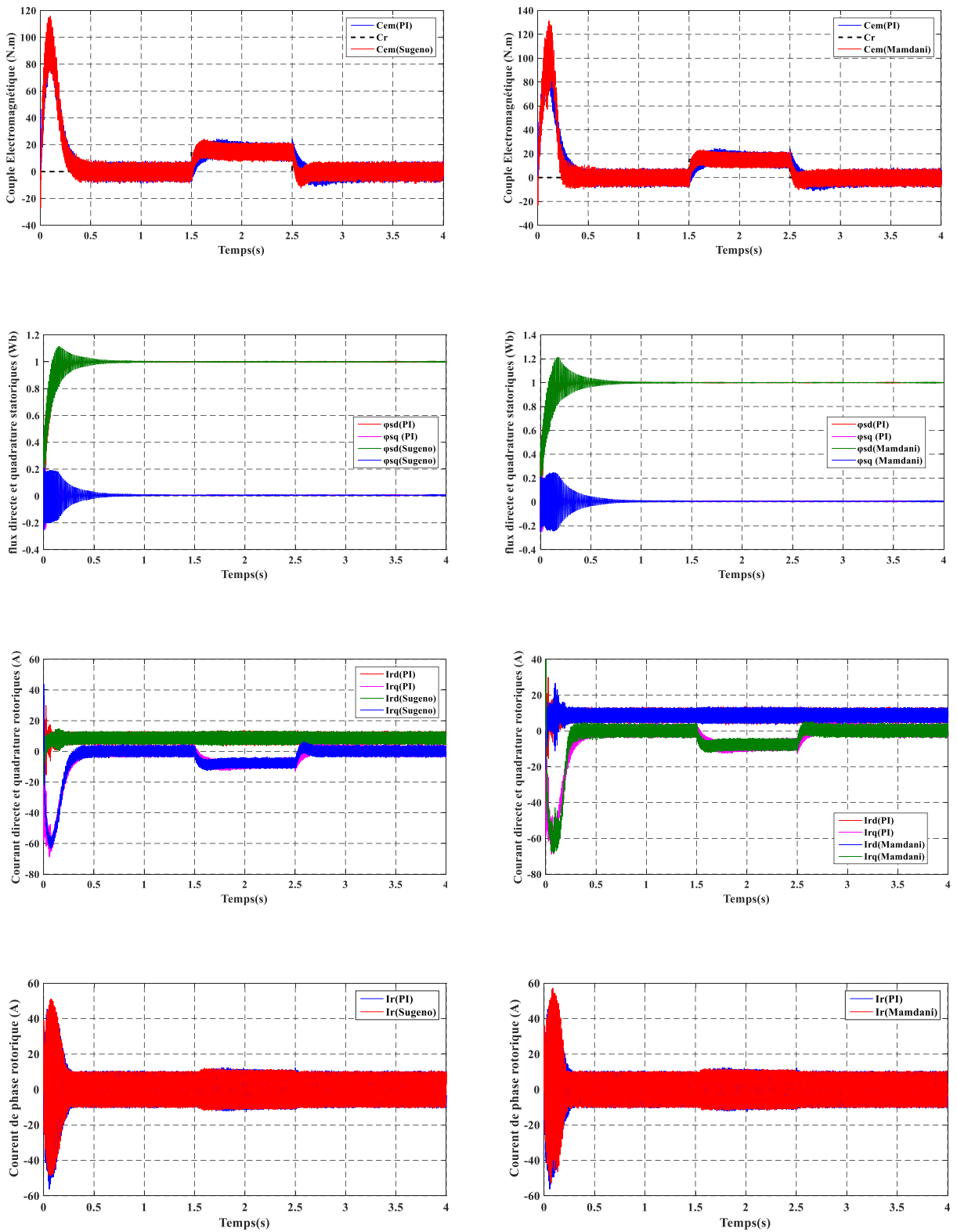
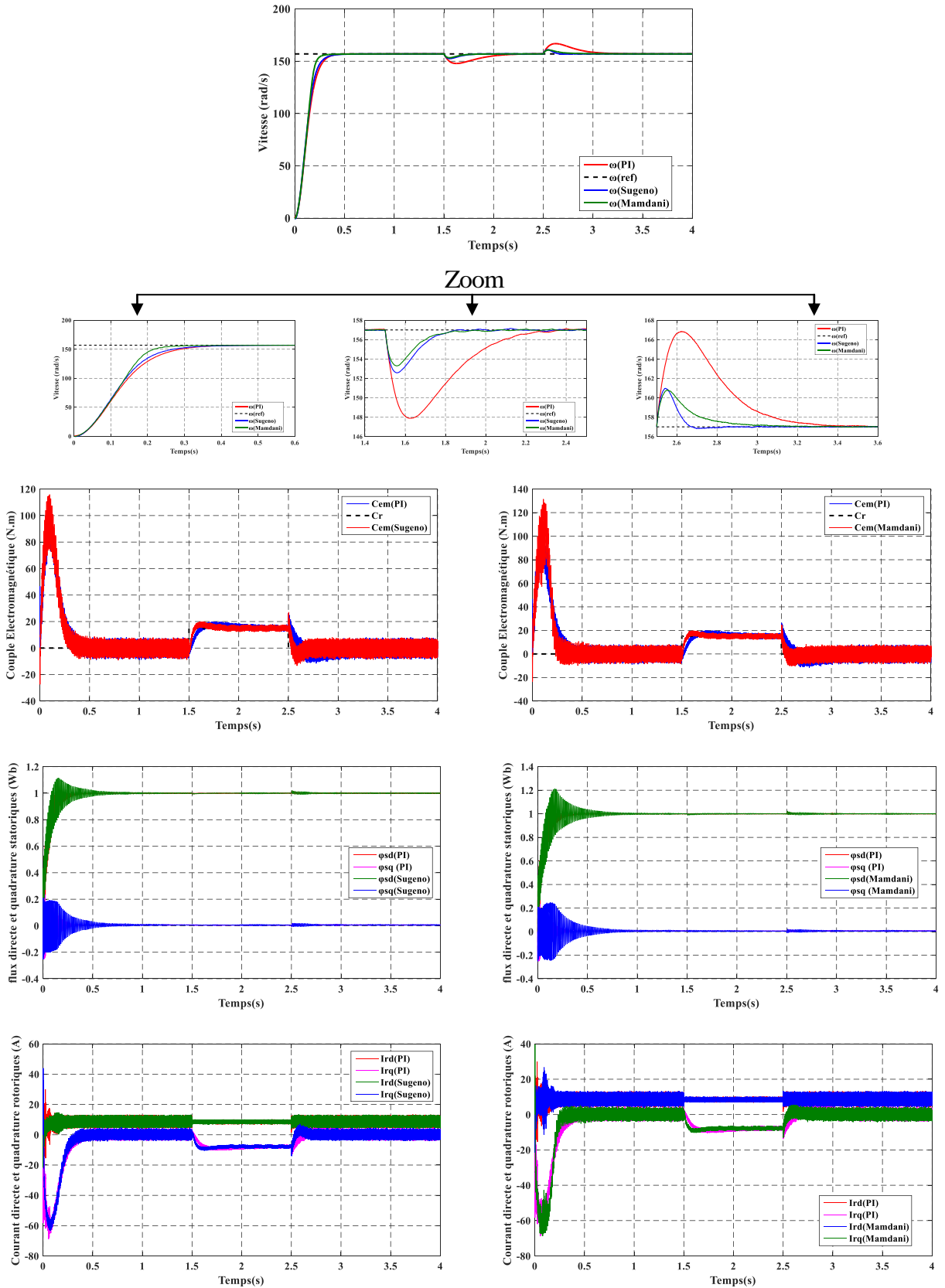


Figure III.18 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale($t=1.5$ s à $t=2.5$ s).

III.10.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique :



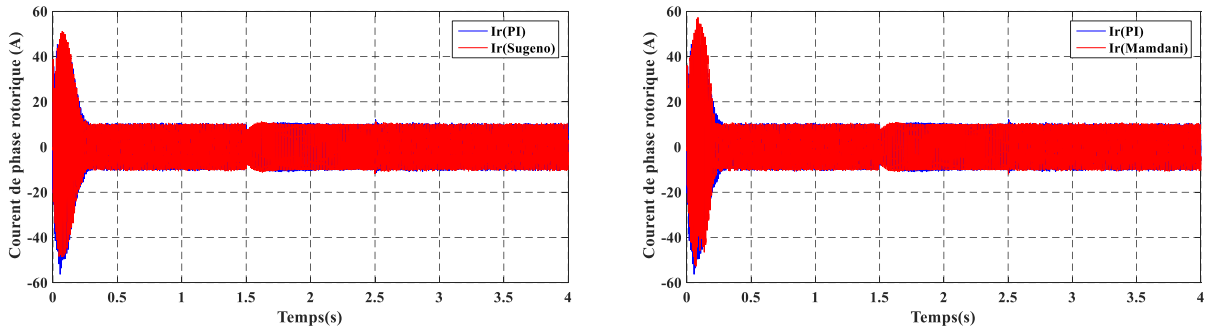
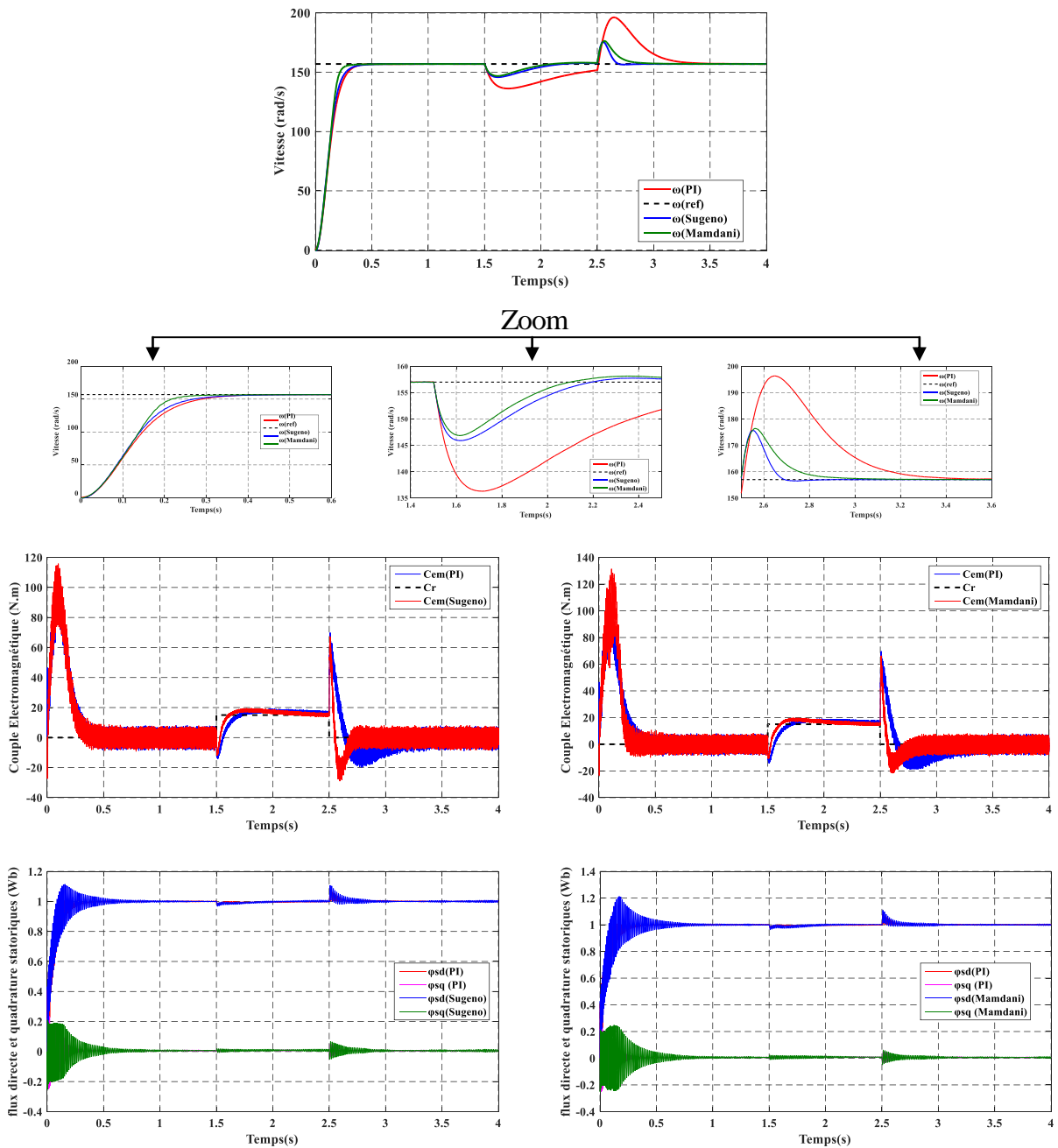


Figure III.19 : Test de robustesse pour une variation de L_s de +20% de sa valeur nominale ($t=1.5s$ à $t=2.5s$).

III.10.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique :



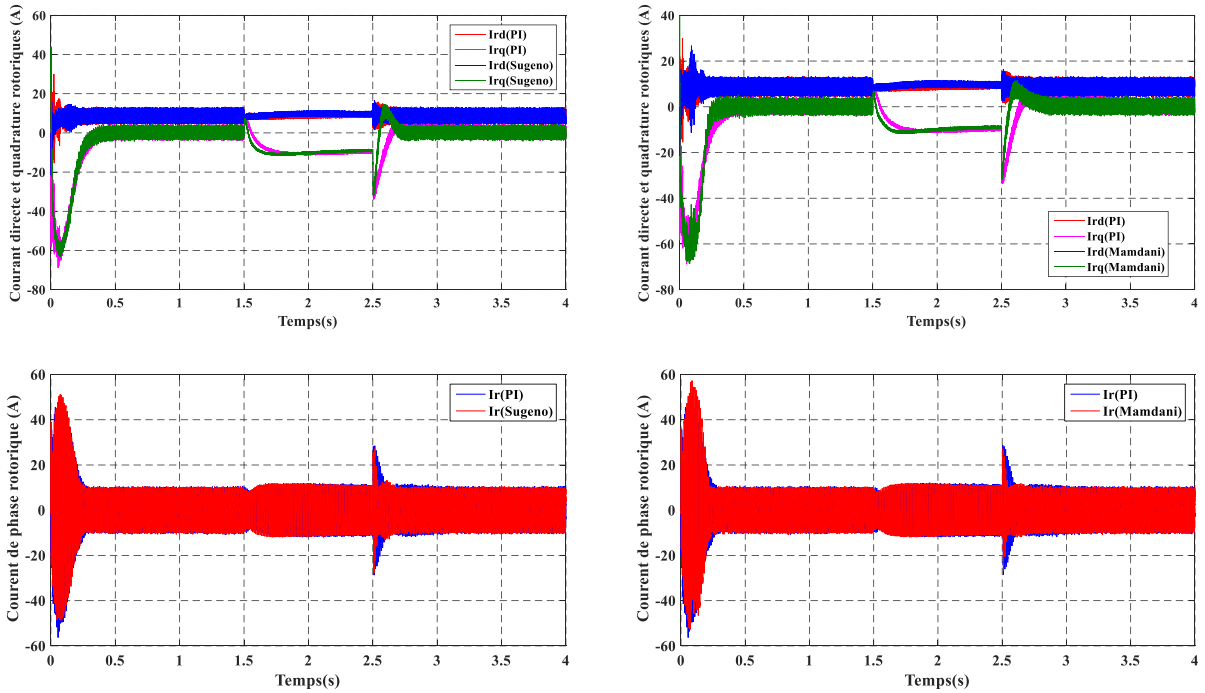
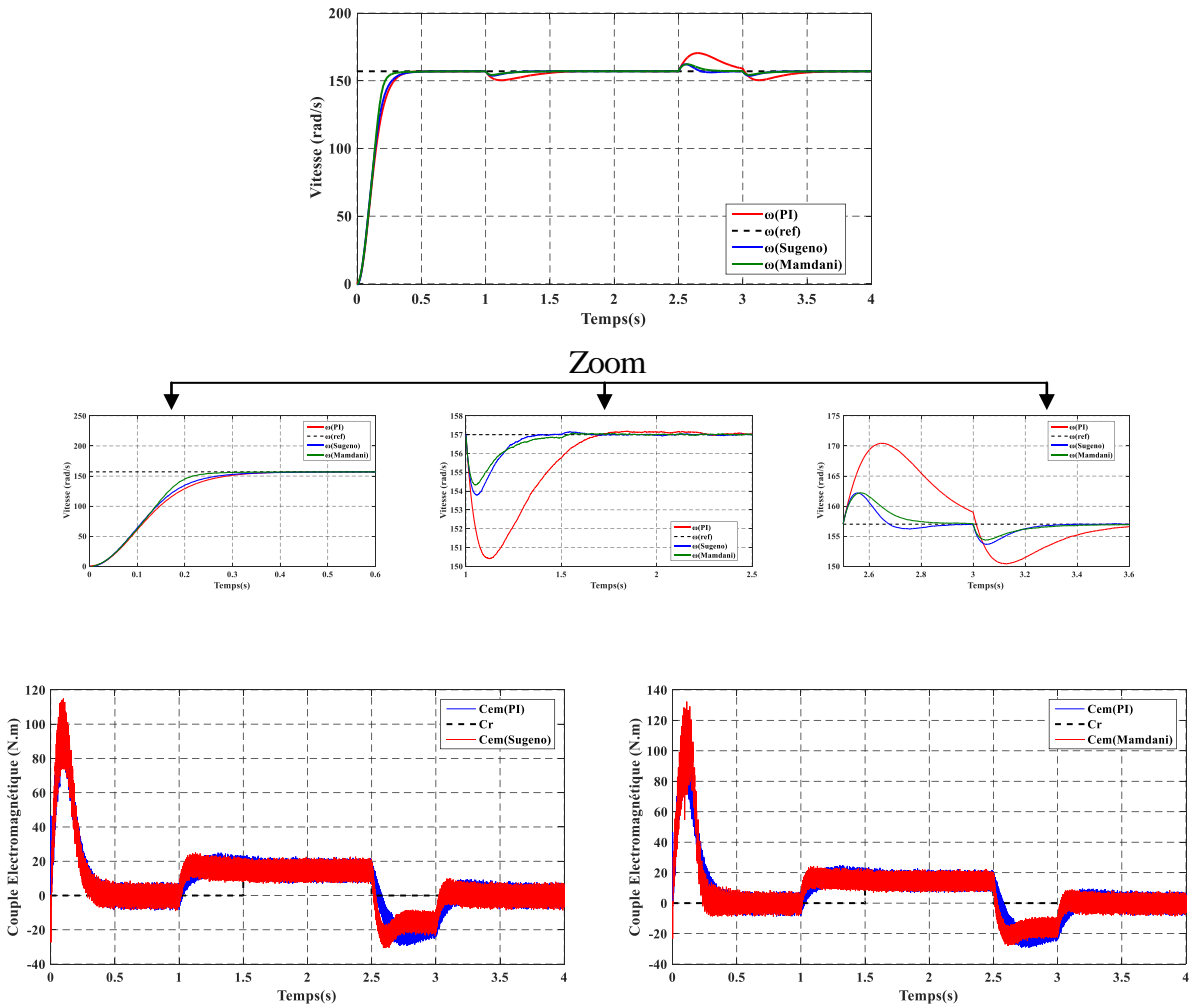


Figure III.20 : Test de robustesse pour une variation de L_r de +20% de sa valeur nominale ($t=1.5$ s à $t=2.5$ s).

III.10.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d'inertie :



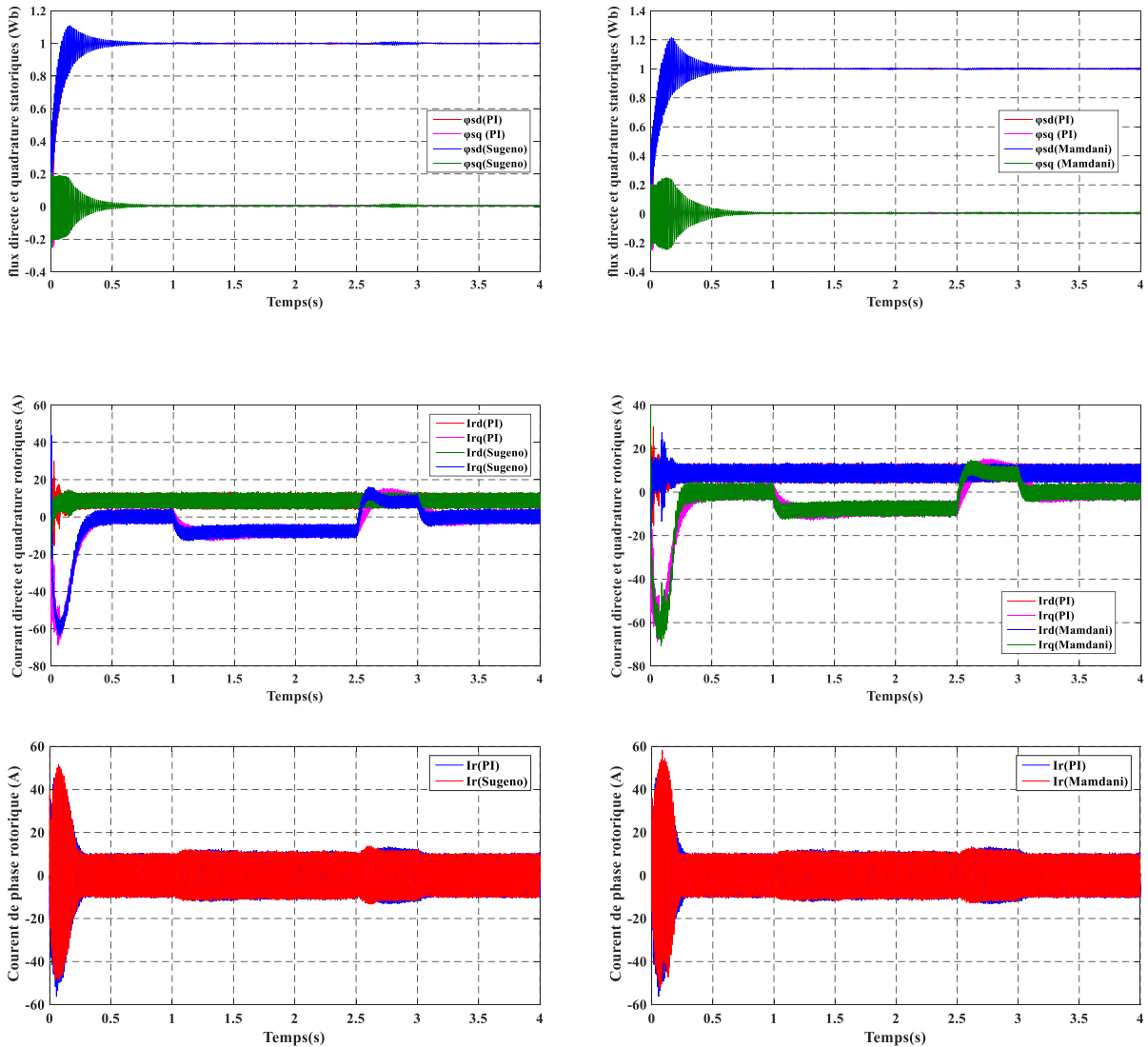


Figure III.22 : Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale ($t=1.5\text{s}$ à $t=2.5\text{s}$).

III.10.9 Interprétations :

Les résultats obtenus montrent, pour le contrôleur flou 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 presque nulle. Ceci se traduit par une erreur de poursuite bien inférieure à celle obtenue à l'aide de la structure PI, ceci montrant la parfaite du réglage flou à la commande.

On remarque également que l'orientation du flux statorique est parfaitement assurée, l'approche floue donne également meilleur résultat vitesse et temps de annuler l'effet.

La vitesse suivie également sa référence dans les tests changement de rotation, lors des variations paramétrique on remarque une supériorité du contrôle flou type 1 par rapport les autres commandes.

Après ces tests de robustesse on peut conclure que :

- la régulateur de types " Sugeno" C'est très bon pour annuler l'effet des variations paramétriques par rapport à "mamdani" et cela se voit en vitesse. Mais "mamdani" a un bon temps de réponse
- la variation de résistance statorique et rotorique n'influent pas sur la vitesse.
- 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.
- la variation du moment d'inertie n'influe pas sur l'orientation du flux, et affecte tout de même la vitesse.

Donc, le contrôle par la logique floue type 1, donne de bons résultats dans les tests robustes.

III.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons exposé les principaux concepts théoriques de la logique floue, puis nous avons proposé une structure d'une commande basée sur cette technique nous avons explicité les notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification. Nous avons ensuite réalisé la synthèse et l'évaluation d'un contrôleur de type PI flou à sept sous-ensembles de type "Mamdani" et "Sugeno".

Les résultats de simulation ont montré un comportement satisfaisant de l'approche floue en régulation et en poursuite, représente une supériorité par rapport au contrôleur conventionnel de 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 n'est pas bien.

Pour améliorer les résultats dans le chapitre suivant nous remplaçons la logique floue type-1 par la logique floue type-2.

Chapitre IV :

Commande Floue Type-2 de La MADA

Chapitre IV :

Commande Floue Type-2 de La MADA

IV.1 Introduction :

Le concept des ensembles flous de type-2 a été introduit par Zadeh [53] comme extension du concept des ensembles flous ordinaires dits ensembles flous type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance, c.-à-d. la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$. Les ensembles flous type-2 peuvent être utilisés dans des situations où l'incertitude est présente (par exemple l'incertitude sur la forme des fonctions d'appartenance) [54]. 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.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous de type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous de type-2, sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédents et /ou des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou de type1. Cependant; 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 sont incertains. 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 [54].

Actuellement, les flous de type-2 sont utilisés 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 de 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 [54].

Dans ce chapitre nous allons présenter les notions de base pour un système flou de type-2 propriétés, et la structure de la logique floue type-2 et application au MADA.

IV.2 Terminologie de la logique floue type-2 :

On se basera sur les définitions des ensembles flous type-1, afin de définir 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 [56].

Les définitions de 1 à 8 sont celles données dans [56] [57] [58] [59] [60]

- **Définition 1 :**

Un ensemble flou type-2 noté A est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_A(x, u)$, c.-à-d. :

$$A = \left\{ \left((x, u), \mu_A(x, u) \right) / \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0, 1] \right\} \quad (\text{IV.1})$$

Où \coprod dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u avec $0 \leq \mu_A(x, u) \leq 1$. 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 $\mu_A(x, u)$ appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_A(x, u)$ Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_A(x, u)$.

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0, 1]$, on a :

$$\mu_A(x = x', u) = \mu_A(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) \quad J_{x'} \subseteq [0, 1] \quad (\text{IV.2})$$

Où $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$ Puisque $\forall x' \in X$, est un ensemble flou type-1 (Figure IV.1.b). Basé sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaires :

$$A = \int_{x \in X} \mu_A(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x ; \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (\text{IV.3})$$

- **Définition 3 :**

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé l'appartenance primaire de x . Dans (II.3), 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 la fonction d'appartenance de l'ensemble flou type-2, A consiste en une région bornée appelée l'empreinte d'incertitude (Footprint Of Uncertainty : FOU). C'est l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires (la surface sombre dans figure (IV.1.a)) :

$$FOU(A) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (IV.4)$$

- **Définition 6 :**

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

$$\overline{\mu}_A(x) = \overline{FOU(A)} \quad \forall x \in X \quad (IV.5)$$

$$\underline{\mu}_A(x) = \underline{FOU(A)} \quad \forall x \in X \quad (IV.6)$$

- **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. Dans la figure (IV.1.a) 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 :

$$f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall x \in X \quad (IV.7)$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles) qui peuvent être exprimés en fonction des

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

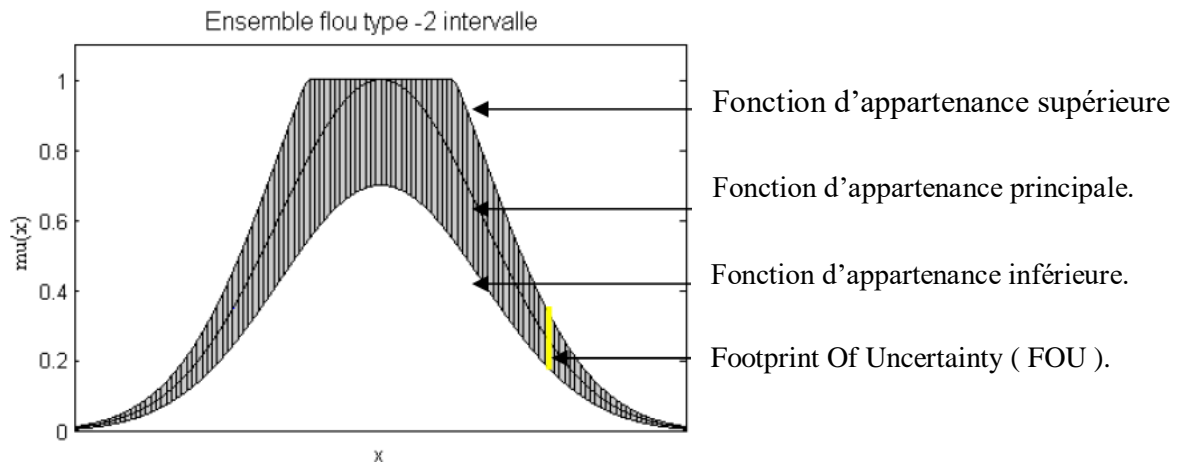


Figure IV.1 : Représentation bidimensionnelle d'un ensemble flou type -2 intervalle.

IV.3 Les systèmes flous de type-2 :

IV.3.1 La structure de 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 type2 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[64]. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante :

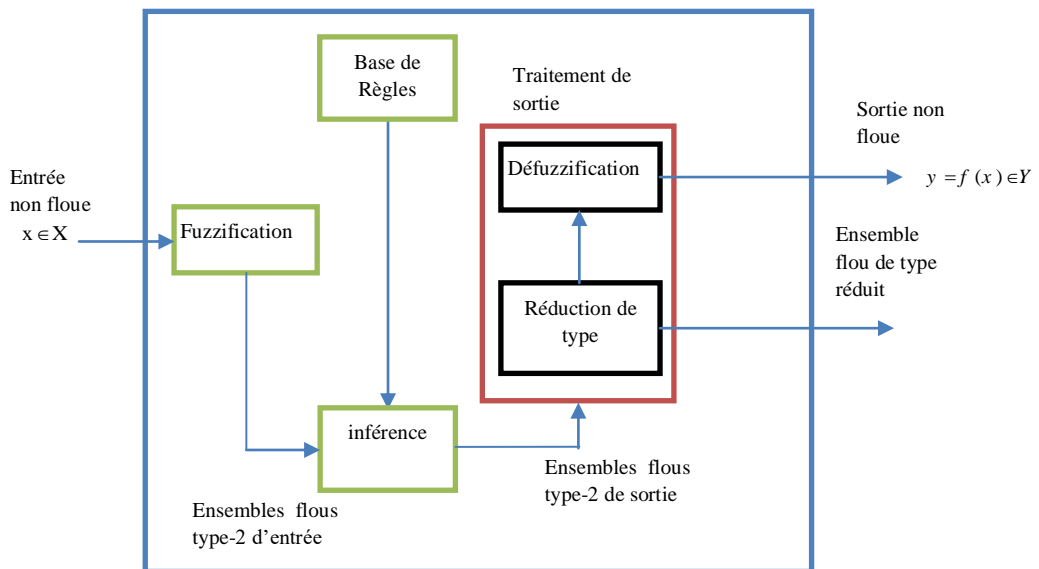


Figure IV.2 : Structure d'un système flou type-2.

La figure suivant représente schéma synoptique d'un régulateur de vitesse :

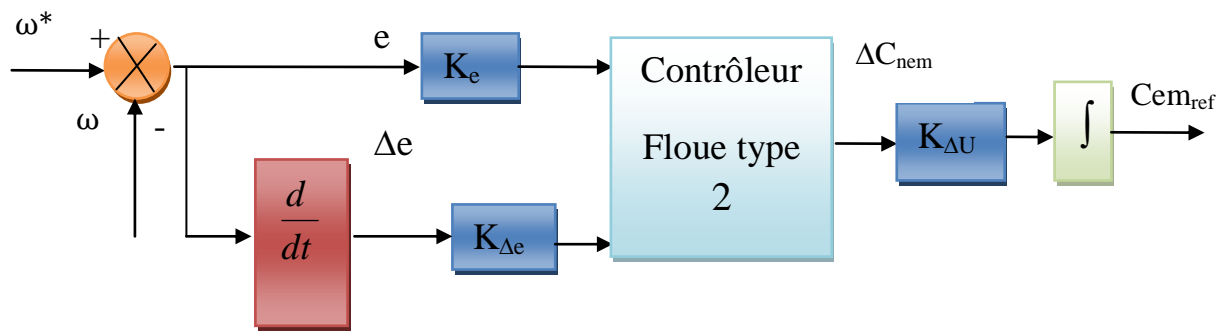


Figure IV.3 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.

IV.3.2 Fuzzification :

L'interface de fuzzification fait correspondre à l'entrée déterministe un ensemble flou qui peut être généralement un EFT-2. Cependant, dans ce qui suit, nous utilisons seulement une fuzzification par singleton pour laquelle l'ensemble flou d'entrée possède uniquement un seul degré d'appartenance non nul [61].

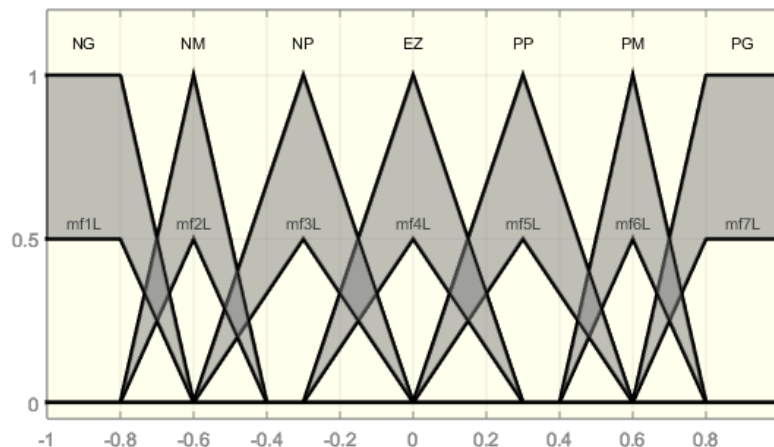


Figure IV.4 : Les fonctions d'appartenance (floue type 2).

IV.3.3 Base de Règle :

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même, la seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2. alors, la lième règle d'un système flou type-2 aura la forme [62].

Type 1 :

$$R^l : SI x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2 \text{ et... et } x_p \text{ est } A_p , ALORS y \text{ is } B^l \tag{IV.8}$$

Type 2 :

$$R^l : SI x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2 \text{ et... et } x_p \text{ est } A_p , ALORS y \text{ is } B^l \tag{IV.9}$$

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2[63].

IV.3.4 Mécanisme d'inférence :

Notons que ce n'est pas nécessaire que tous les ensembles flous des antécédents et des conséquences de (IV.9) soient de type-2, pour que le système flou soit de type-2. Donc, il suffit qu'un seul ensemble de l'antécédent ou de la conséquence soit de type-2, alors tout le système flou soit de type-2. Quand une entrée $x' = x'_1, x'_2, \dots, x'_p$ se présente, le mécanisme D'inférence calcule le degré d'activation de chaque règle en utilisant l'opération d'intersection définie entre les degrés d'appartenance de l'antécédent de chaque règle. Le degré d'activation correspondant à la 1^{ème} règle est alors :

$$\mu_{A_1}(x'_1) \cap \mu_{A_2}(x'_2) \cap \dots \cap \mu_{A_p}(x'_p) = \prod_{i=1}^p \mu_{A_i}(x'_i) \quad (\text{IV.10})$$

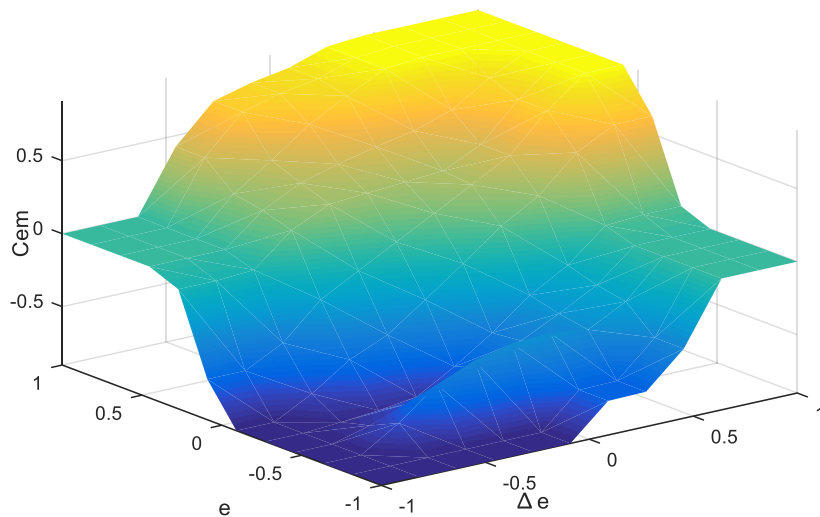


Figure IV.5 : Surface caractéristique d'un régulateur flou.

IV.3.5 Module de traitement de la sortie :

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et L'interface de défuzzification.

IV.3.6 Réduction de type :

Le centre de gravité de type-réduit, a besoin du centroïde de la conséquence de chaque règle. Une fois tous les centroïdes des conséquences sont calculés, le centre de gravité de type réduit sera calculé en :

$$C_Y = \frac{\sum_{i=1}^N y_i \mu_Y(x_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_Y(x_i)} \quad (\text{IV.11})$$

IV.4 la commande par logique floue type-2 de la MADA:

Dans notre travail le régulateur flou admet sept ensembles flous pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande.

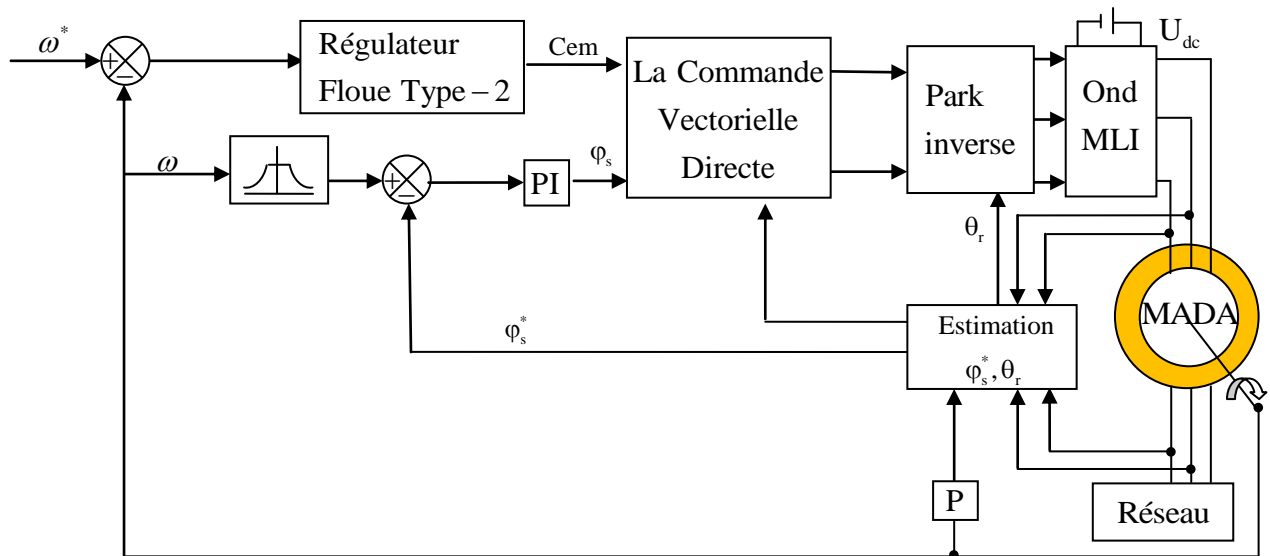
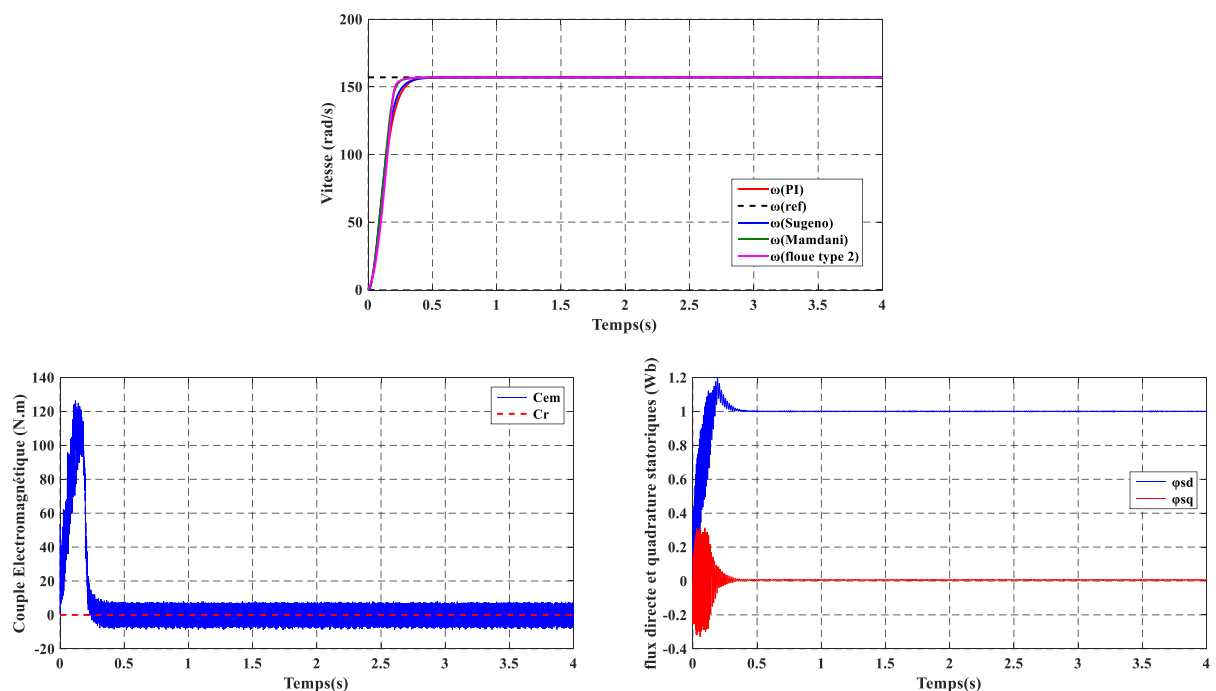


Figure IV.6 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté à base d'un régulateur Floue Type-2 de la MADA.

IV.5 Résultats de simulation :

Nous avons procédé à une série de simulation afin d'étudier le comportement du contrôleur flou équipant l'ensemble MADA et onduleurs, munit de la commande vectorielle directe. Les différentes simulations envisagées sont similaires à celles réalisées au chapitre précédent.

IV.5.1 Fonctionnement nominal de la machine :



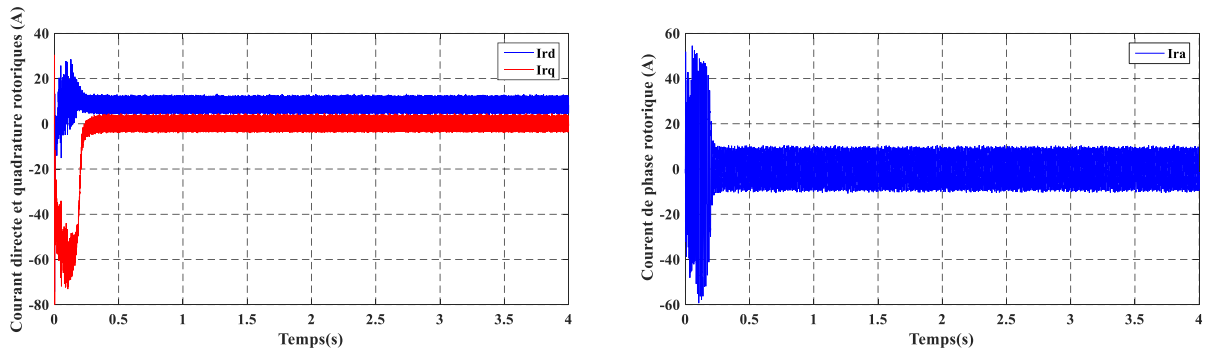


Figure IV.7 : Fonctionnement nominal de la machine.

IV.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge :

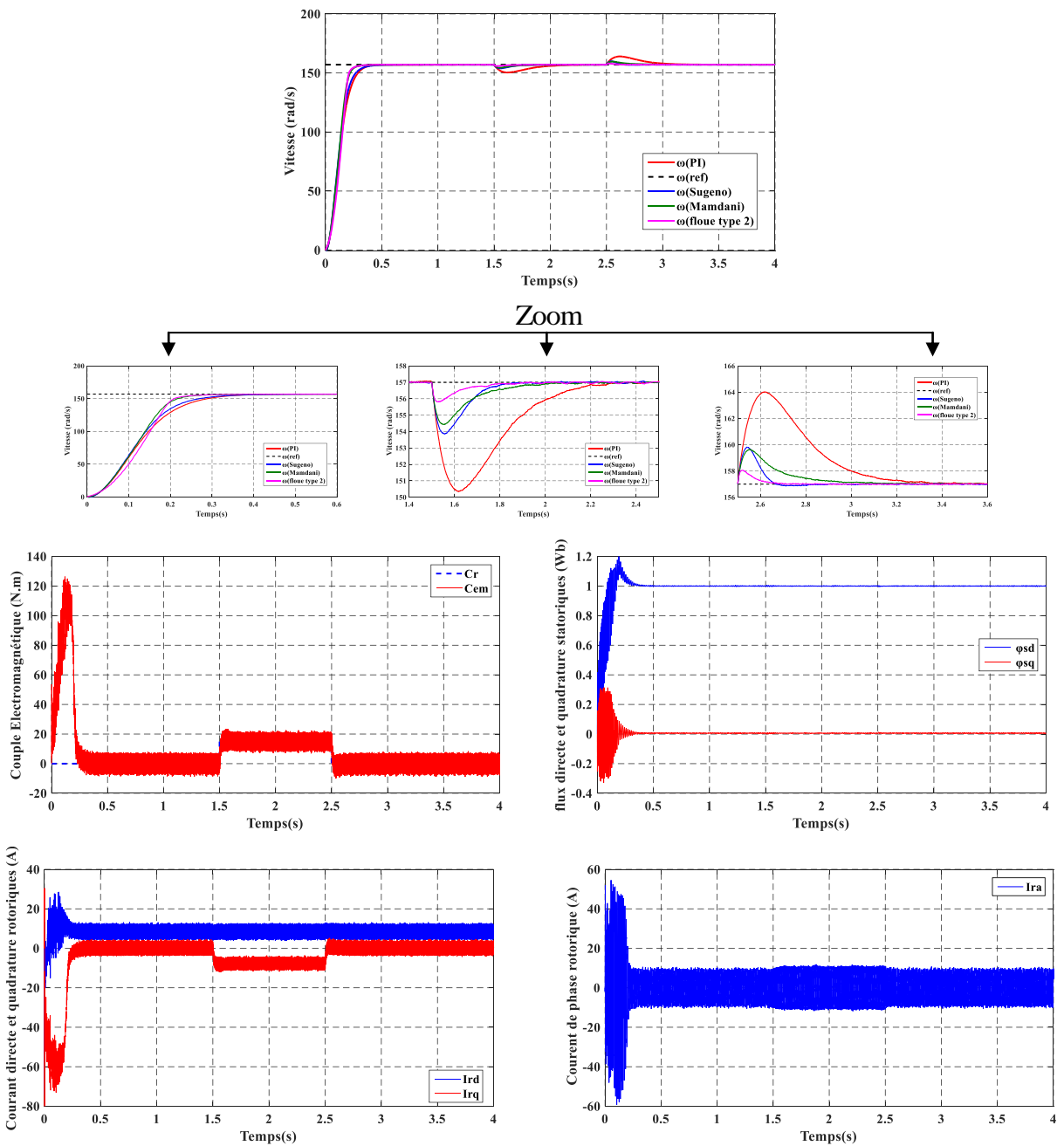


Figure IV.8 : Test de robustesse pour une variation de couple résistant($t=1.5s$ à $t=2.5s$).

IV.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse :

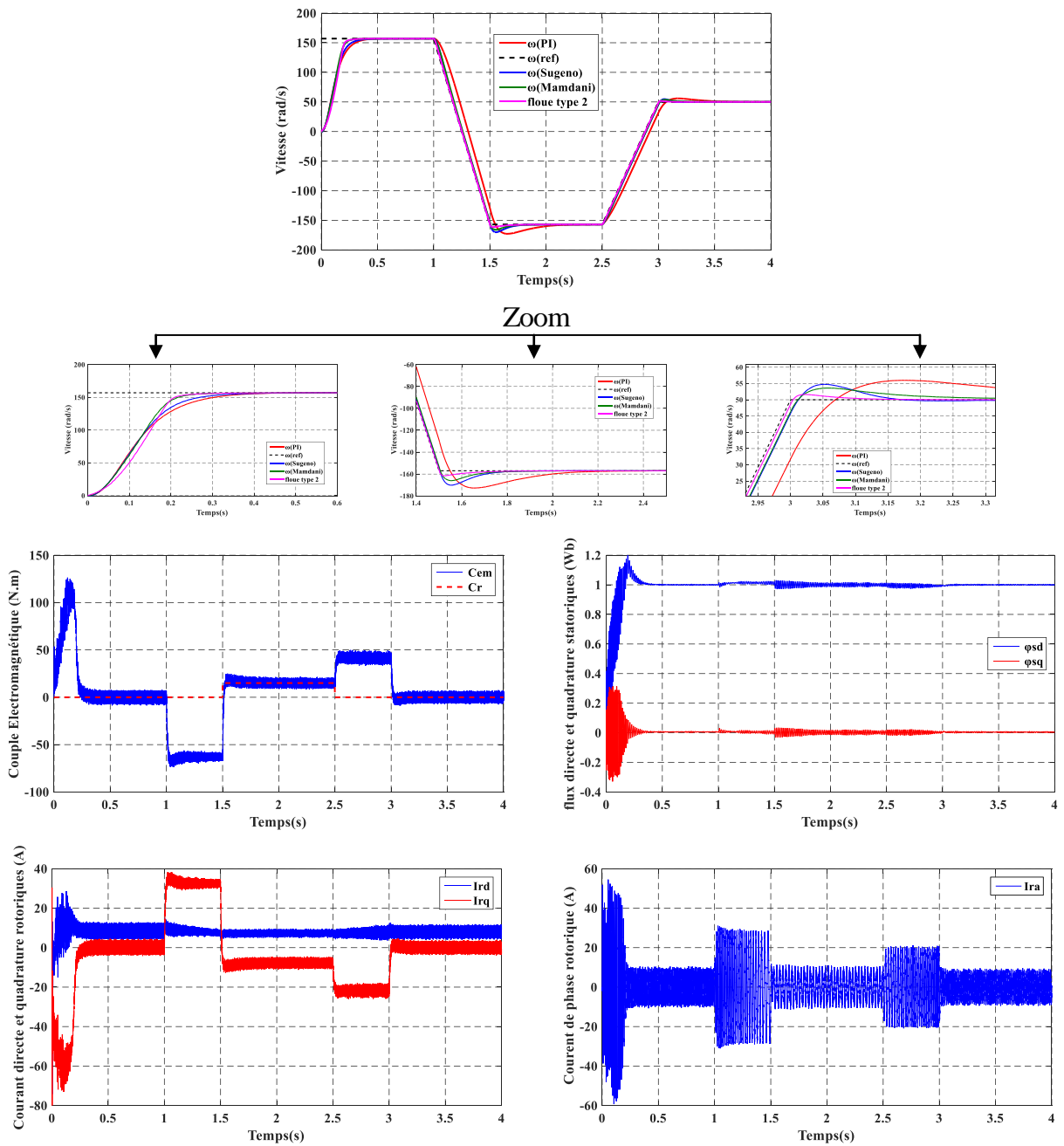
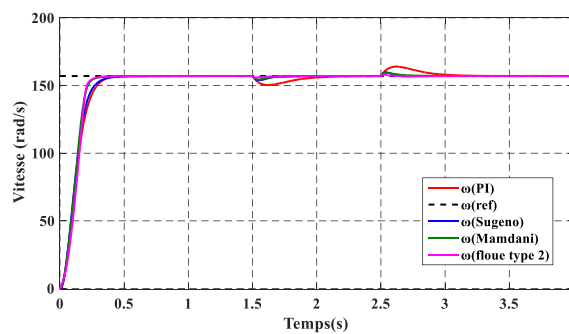


Figure IV.9 : Test de robustesse pour une variation de changer le sens de rotation($t=1.5s$ à $t=2.5 s$).

IV.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance statorique :



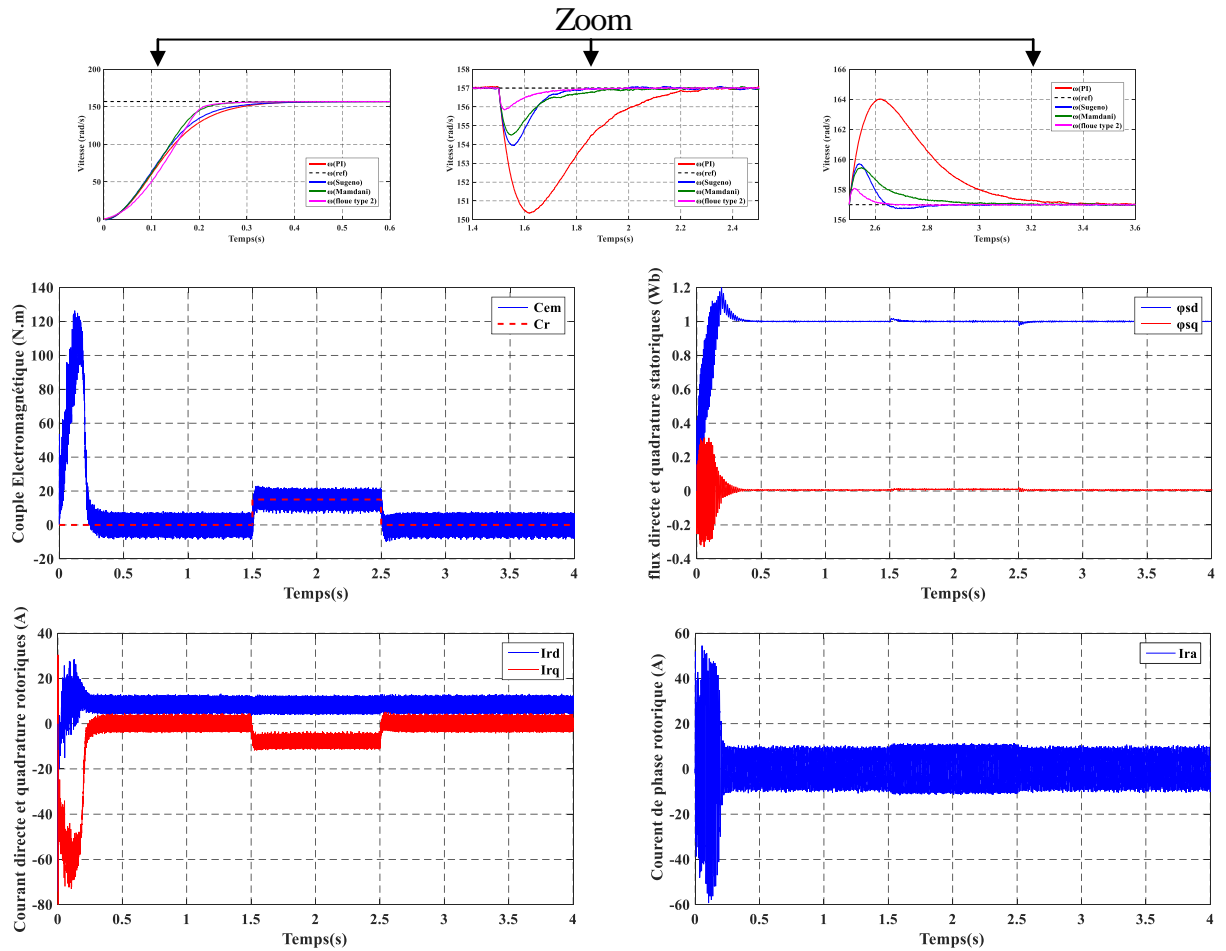
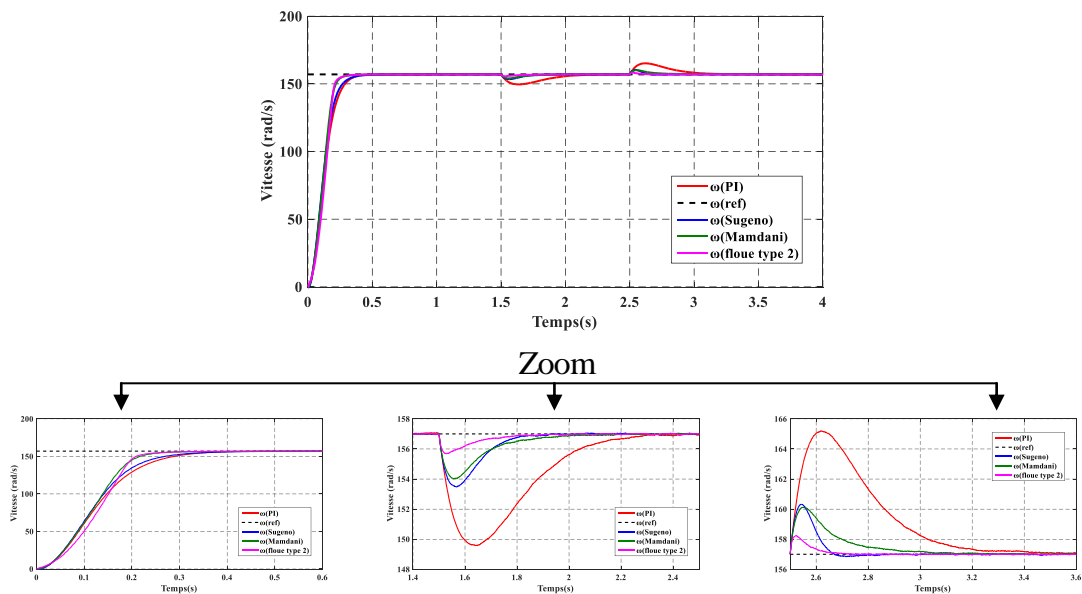


Figure IV.10 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +100% de sa valeur nominale ($t=1.5$ s à $t=2.5$ s).

IV.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique :



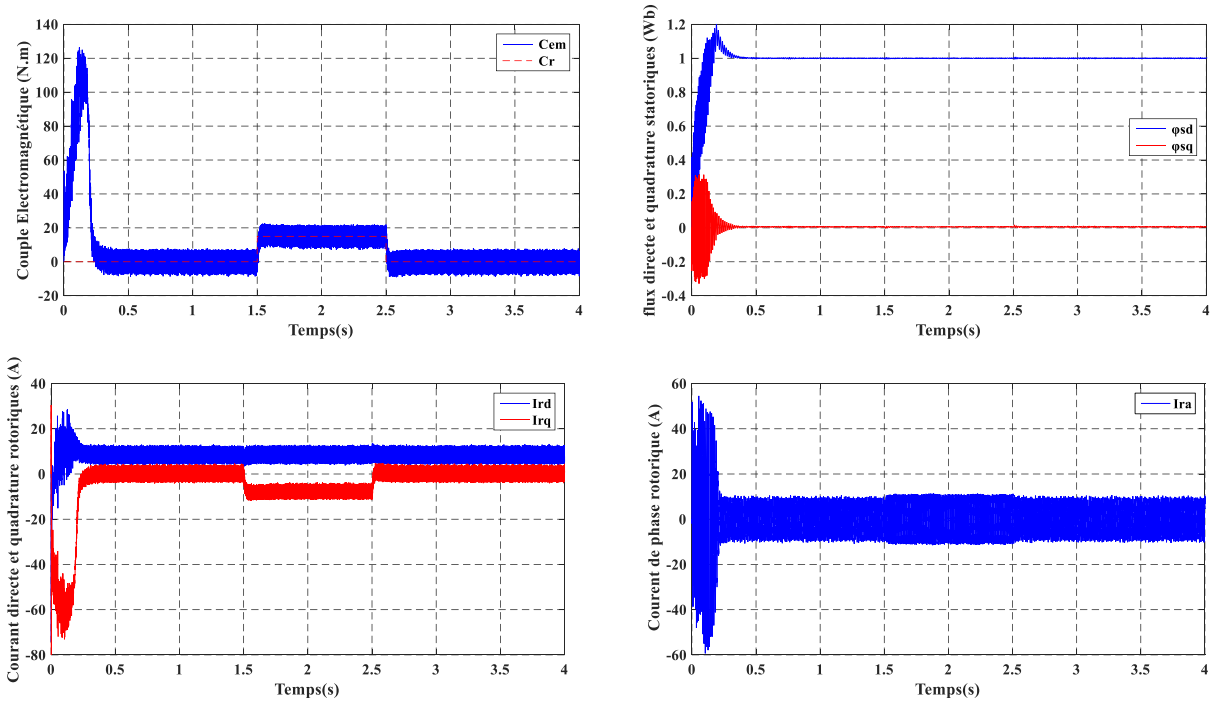
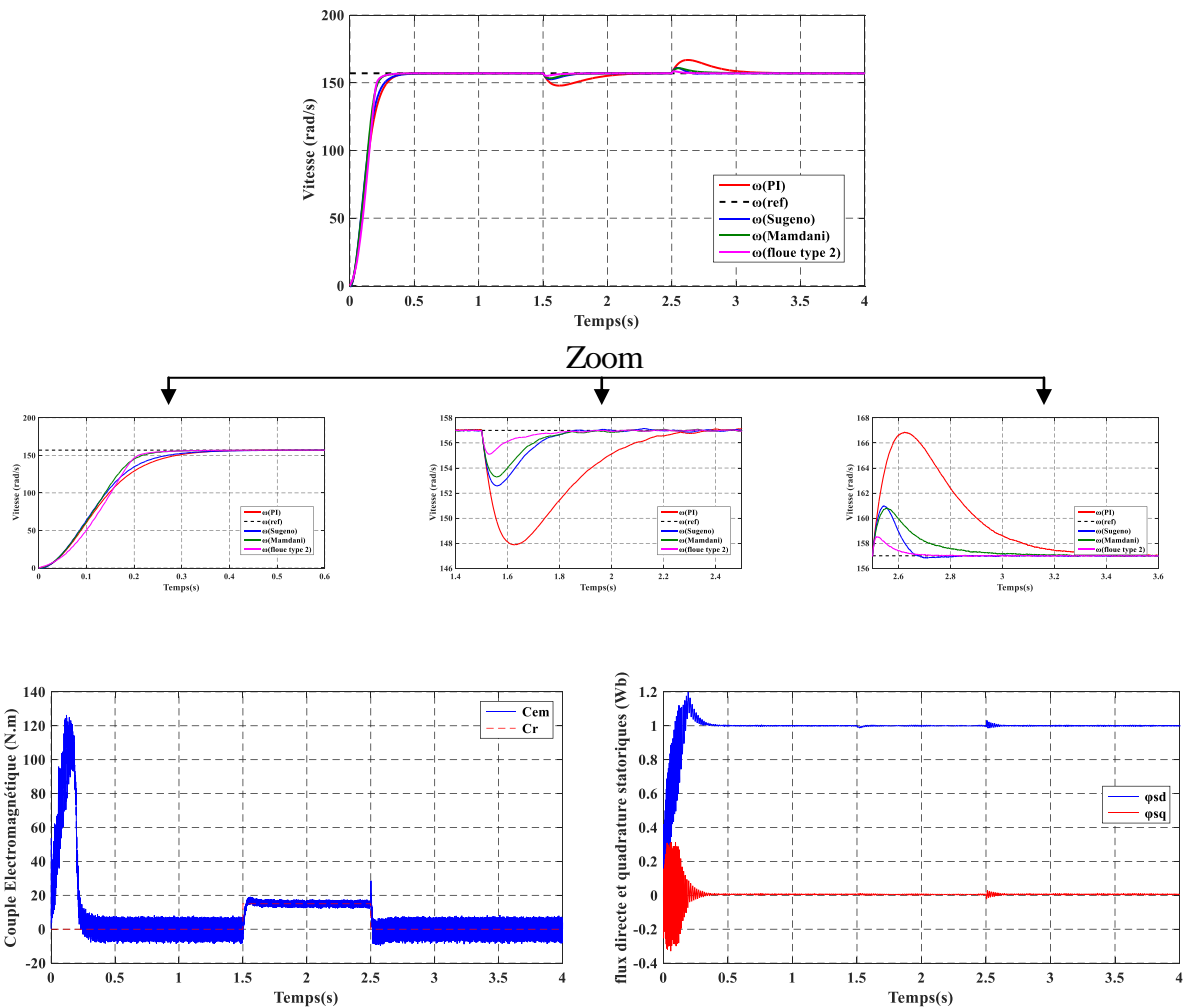


Figure IV.11 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +100% de sa valeur nominale ($t=1.5$ s à $t=2.5$ s).

IV.5.6 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance statorique :



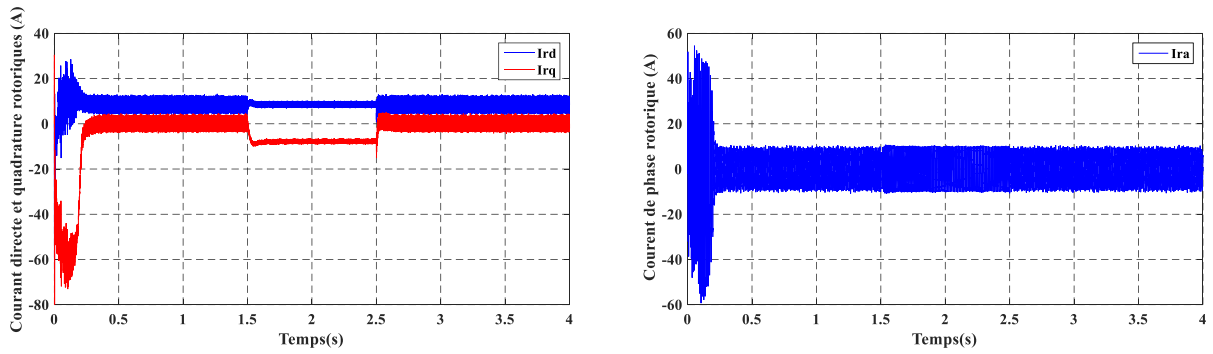


Figure IV.12 : Test de robustesse pour une variation du L_s de +20% de sa valeur nominale ($t=1.5s$ à $t=2.5s$).

IV.5.7 Fonctionnement de la machine lors de la variation de l'inductance rotorique :

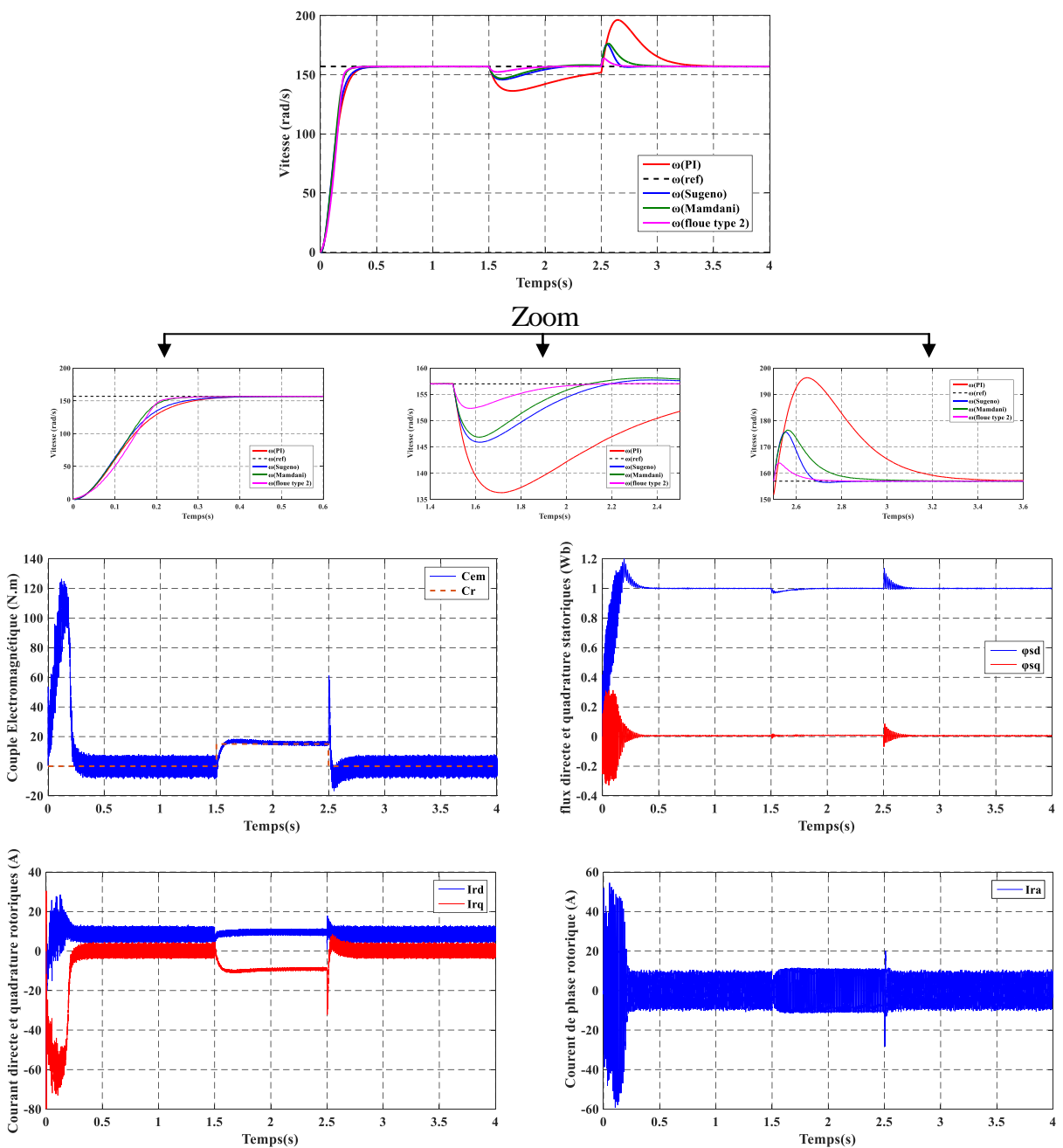


Figure IV.13 : Test de robustesse pour une variation du L_r de +20% de sa valeur nominale.

IV.5.8 Fonctionnement de la machine lors de la variation de moment d’inertie :

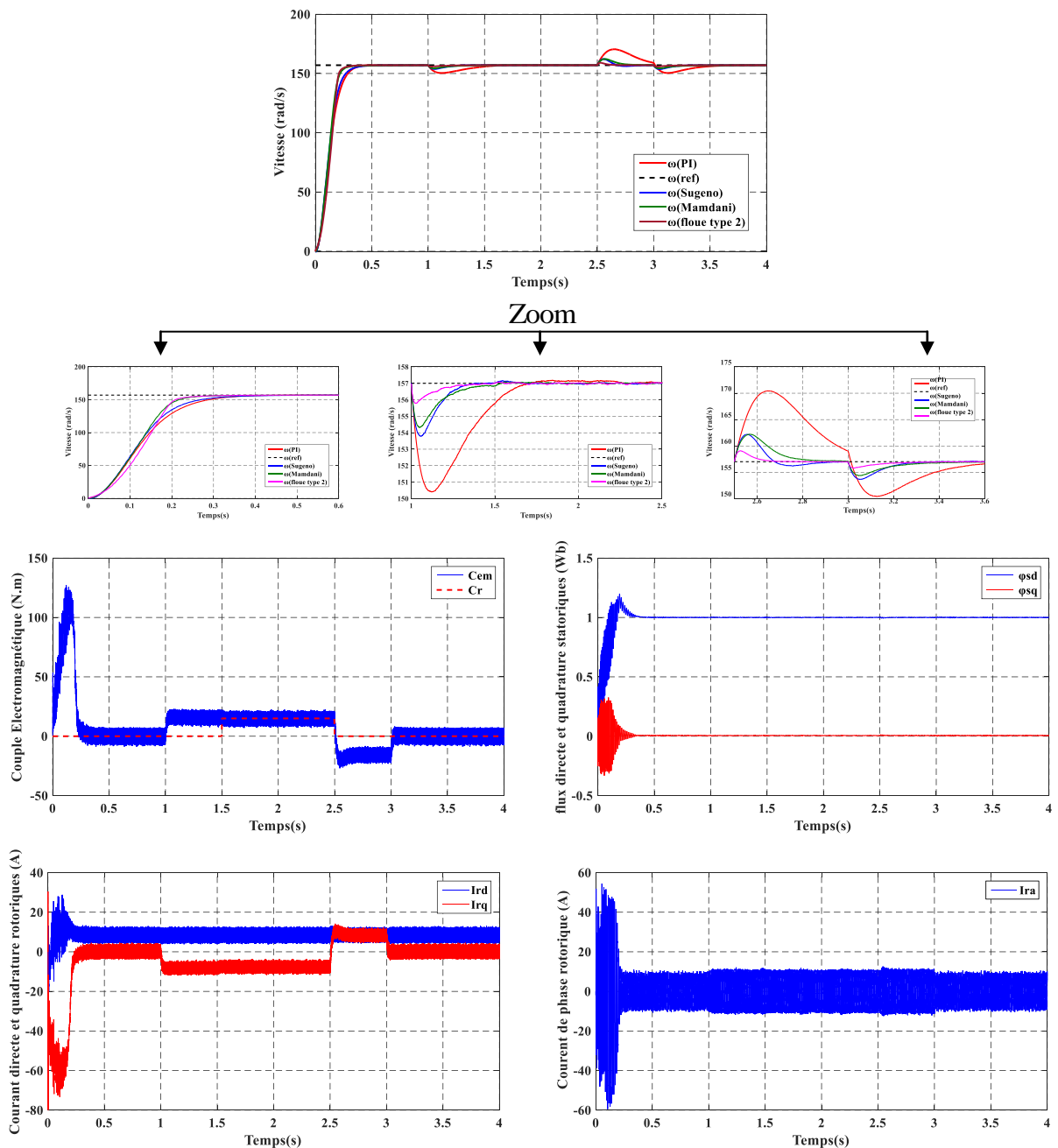


Figure IV.14 : Test de robustesse pour une variation de J de +50% de sa valeur nominale($t=1.5s$ à $t=2.5s$).

IV.5.9 Interprétations :

Les figures IV.6 et IV.7 représentent les performances du réglage de la vitesse de la MADA pour une consigne égale 157rad/s avec une variation de la charge et lors de l'inversion du sens de rotation (157rad/s à -157rad/s à 50rad/s).

On remarque que la vitesse suit la référence et le temps de réponse de l'ordre de 0.3s, pour démontrer la robustesse de la commande proposée, nous avons injecté des variations paramétriques sur les résistances rotorique et statorique à l'instant $t=1.5s$ à $2.5s$, La résistance

est augmentée de 100%, Les résultats obtenues sont regroupées dans la figure (IV.8) et la figure (IV.10). Nous remarquons aussi que la variation de la résistance statorique n'influent pas sur la vitesse, mais la variation de la résistance rotorique influent.

On remarque aussi que l'inductance rotorique influe d'une façon remarquable sur la vitesse et le flux par contre la variation de l'inductance statorique.

D'autre part on constate que l'augmentation du moment d'inertie influe peu sur la réponse du couple

IV.6 Conclusion :

Ce chapitre a été dédié à l'introduction de la logique floue type-2, ou 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 permet de 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 du 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.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Aujourd'hui, un grand intérêt accordé à la machine doublement alimentée (MADA) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles.

La machine asynchrone à double alimentation 'MADA' a fait l'objet des vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée. La MADA bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types à vitesse variable.

La commande de cette machine reste une des plus complexes, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé. Alors, le sujet consiste à trouver une commande non linéaire robuste par l'utilisation de la logique floue type 2 en vue d'améliorer les performances de cette commande (réduction des oscillations, entraînement des charge à vitesses variables, ...etc.). Il s'agit donc de considérer plusieurs techniques de commande pour faire la comparaison à savoir : la commande vectorielle et la commande par la logique floue type 1.

L'objectif principal de ce mémoire est de synthétiser un algorithme robuste pour une commande efficace des systèmes non linéaires telle que la machine asynchrone à double alimentation. L'idée de base est l'application de la théorie de la logique floue pour la commande de la MADA. A l'issue de ce travail, nous exposons une synthèse des résultats théoriques et de simulation obtenus afin d'établir les perspectives futures envisagées.

Le premier chapitre consacré à l'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de cette machine.

Dans le chapitre deux, La technique de la commande vectorielle de la MADA sera présenté. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique, l'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance mais sensible à variations paramétriques. Cette commande présente une difficulté de son réglage, c'est à dire le choix des valeurs du gains.

Le chapitre 3 représente une étude théorique sur la technique de la logique floue suivi par l'application de la commande par cette technique à la machine asynchrone à double

alimentation. La logique floue caractérisée par sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques.

Dans le dernier chapitre, Nous avons pu appliquer une commande robuste basée sur la logique floue type 2 à la commande de la machine asynchrone à double alimentation. Cette commande élimine l'utilisation de régulateur PI de la vitesse en le remplace par un régulateur flou. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ont montré la qualité de ce type de contrôle. Le résultats de simulations montré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1.

Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commandes robustes reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. En définitive, on propose quelques perspectives à notre travail, qui se traduisent par :

- Généraliser la commande appliquée dans le chapitre quatre en introduisant une commande adaptative.
- Etude comparative de la commande du floue type 2 de la machine asynchrone à double alimentation avec d'autres commandes utilisées auparavant.
- Appliquer la commande par la logique floue type 2 pour d'autres systèmes non linéaires et comparer les résultats.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [01] M. S. Vicatos et 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, June 2003.
- [02] 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 en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [03] Y. Elbia, " Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté ", Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [04] J.B. Ekanayake, L. Holdsworth, X.G. Wu et N. Jenkins, " Comparison of fixed speed and doubly fed induction wind turbines during power system disturbances ", IEE Proc.-Generation, Transmission and Distribution, Vol. 150, No. 3, May 2003, pp. 343-352.
- [05] F. Labrique et G. Segulier, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", Tome 1 et Tome 2, Ed. DUNOD, 1989.
- [06] M. Pinard. " Commande Electronique des Moteurs Electriques ", Ed. DUNOD, Série EEA, 2004.
- [07] A. Talha, M.O. Mahmoudi, D. Beriber et E.M. Berkouk. " Study and control of two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade, Application to double stator induction machine ", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 3894-3899.
- [08] Z. Boudjemaa, " Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou ". Mémoire de Magister, Université d'Oran, Algérie. 2010.
- [09] M. Ruviano, F. Rüncos, N. Sadowski, I. M. Borges, "Analysis and Tests Results of a Brushless Doubly Fed Induction Machine with Rotary Transformer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Early Access, 2011.
- [10] B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson, " Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison ", European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
- [11] P-E. Vidal, " Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double

- alimentation ", Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [12] A. Dendouga, " Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a doublé alimentation (DFIM) ", Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [13] A. Meroufel, " Contrôle De La Machine Asynchrone ". Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [14] S.A.E. Arjdoun, "Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2010.
- [15] D. Youcef, " Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle ", Thèse de doctorat en Electrotechnique, universite djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [16] G. Salloum, " Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [17] Y. Bekakra, " Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation ", Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [18] Y. Bekakra, " Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées ", Mémoire de Magister, Centre Universitaire d'El-Oued, Algérie, 2010.
- [19] A. Zemmit , " Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation ", Thèse de doctorat, Université de Biskra, Algérie, 2014.
- [20] F. Poitiers, " Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau ", Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [21] N. Abu-tabak, " Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation". Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon 2008.
- [22] F. Merrahi, " Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne) ", Mémoire de magister, Ecole

- Nationale polytechnique, Algérie, 2007.
- [23] R. Abdessamad et M. Kadjoudj, " Modélisation des machines électriques ", Presse de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [24] H. V. D. Broeck, H. Skudelny, and G. Stanke, " Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors, " in IEEE – IAS Conf. Rec., 1986, pp.244-251.
- [25] K. Loukal, " Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux ". Thèse de Doctorat, Université de M'sila, Algérie, 2017.
- [26] A. Merabet, " Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine Asynchrone ", Thèse de doctorat, Université de Québec à Chicoutimi, Canda, 2007.
- [27] F. Boumaraf, " Commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation ", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [28] G. Grellet, G. Clerc, " Actionneurs Electriques (Principes – Modèles – commandes) ", Edition Eyrolles, 1997.
- [29] B.K. Bose, " Modern Power Electronics and AC drives ", Prentice-Hall, Inc. 2002, pp. 573-574.
- [30] G. Segulier, F. Labrique, R. Baussier, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance ", Volume 4, Technique et documentation, Lavoisier 1995.
- [31] H. Buhler, " Conception des systèmes automatique ", Presses des Polytechniques Romandes, Lausanne, 1988.
- [32] H. Foc, T. Meynar, " Onduleur de tension : Structures, Principes et Application", Technique de l'ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3176. 1994.
- [33] DJ. Khodja, " commande des convertisseurs électromécaniques ", Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
- [34] G. Segulier, " Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative-Continue ", vol.1, 3ème éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
- [35] A. Masmoudi, A. Toumi, M. Kamoun, "Power on analysis and efficiency optimization of a doubly fed synchronous machine ", Proceedings of Electric Machines and Power Systems, Vol. 21, pp. 473-491, 1993.
- [36] H. Tamrabet, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.

- [37] A. Kheldoun, " Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté ", Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.
- [38] B. Toual " Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [39] A. Mechernene, " Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
- [40] F. Michel, " Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents ", Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton, Canada, 2007.
- [41] Z. Zouaoui "Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue", Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2007.
- [42] K. Kouzi, "Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine a induction sans transducteur rotatif, " Thèse de doctorat de l'université de Batna 2008.
- [43] S. Sayah, "Application des ensembles flous à la répartition optimale de la puissance dans les réseaux électriques," Thèse de magister de l'université de Sétif, 2005.
- [44] 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 de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [45] E. Mamdani, "An Experiment in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller," International Journal on Man-Machine Studies, Vol. 7, pp. 311-323, 1975.
- [46] M. Bouharkat, " Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique, " Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
- [47] H. Kouara, "Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension, " Thèse de magister de l'université de Batna 2006.
- [48] M. Khami, "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master, université de ouargla, 2013.
- [49] H. Bühler, "Réglage par logique floue, " Collection électricité, Presses Polytechniques

- et Universitaires Romandes, 1994
- [50] N. Khengaoui et N. khengaoui "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation". Mémoire master , Université de KASDI MERBAH ouargla, Algérie,2014
- [51] R. Mahadoui, "Diagnostic industriel par neuro-flou -application à un système de production, " Thèse de magister de l'université de Batna 2008.
- [52] M. Abid, " Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI ", Thèse de doctorat d'état en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
- [53] L. Zadeh, " Fuzzy sets, fuzzy logic and fuzzy systems", World Scientific Publishing 1996
- [54] N. Karnik, et J. M. Mendel, " An introduction to type-2 fuzzy logic systems", Université Southern California, Rep., Oct. 1998
- [55] M. Annane, "Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2, " Thèse de magister de l'université de Sétif, 2011.
- [56] J. M Mendel, Bob John. R. I, "Type-2 Fuzzy Sets Made Simple", IEEE Trans. Fuzzy Syst, vol. 10, no. 2, pp. 117-127, April 2002.
- [57] J. M. Mendel, "Computing derivatives in interval type-2 fuzzy logic systems, " IEEE transactions on fuzzy systems, vol. 12, no. 1, 2004.
- [58] L. Ruthowski, "Computational intelligence: methods and techniques," Springer, 2008.
- [59] O. Castillo, P. Melin, "Type-2 fuzzy logic: theory and applications, " Springer, 2008.
- [60] X. Ye, L. Fu, Y. Zhang, " Type-2 fuzzy system and level set, " IEEE Third international conference on semantics, Knowledge and grid, 2007.
- [61] N.N. Karnik, J.M. Mendel, "centroid of a type-2 fuzzy set", Information sciences, vol.132, issue.1-4, pp.195-220, 2001.
- [62] S. GRAIDIA "commande adaptative floue type-2 par mode glissant des systèmes chaotiques". Mémoire master, Université de KASDI MERBAH ouargla, Algérie, 2012.
- [63] P. Ioannou, J. Sun, "Robust Adaptive Control", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1996.
- [64] A. El Ougli, "Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs", Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès, 2009

ANNEXES

ANNEXE A

CHOIX DU REFERENTIEL

Les grandeurs de la machine dans un repère $d q$ fait un angle électrique θ_r avec le rotor et fait également un angle électrique θ_s avec le stator mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère au stator, au rotor ou au champ tournant. Il est $d q$ symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux ; Le flux rotorique, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme [17].

A.1 Référentiel lie au stator :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [25, 26].

A.2 Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor, tournant à une vitesse donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [26, 27].

A.3 Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$; ($\omega_g = \omega_s - \omega_r$) [25].

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [25].

ANNEXE B

PARAMÈTRES DE LA MADA

Paramètres électriques

$R_s = 1.2 (\Omega)$ Résistance statorique.

$R_r = 1.8 (\Omega)$ Résistance rotorique.

$M = 0.15 (H)$ Inductance mutuelle.

$L_s = 0.1554 (H)$ Inductance statorique.

$L_r = 0.1568 (H)$ Inductance rotorique.

Paramètres mécaniques

$J = 0.2 (Kg.m^2)$ Moment d'inertie.

$f = 0.001 (SI)$ Coefficient de frottement.

Plaque signalétique

$P_n = 4 (KW)$ Puissance nominale.

$I_n = 15.8 / 8.6 (A)$ Courant nominale.

$U_n = 220 / 380 (V)$ Tension nominale.

$p = 2$ Nombre de pair de pôles.

$N_n = 1440 (tr / min)$ Vitesse nominale.

$f = 50 Hz$ Fréquence nominale.

$C_{em} = 25 N.m$ Couple électromagnétique.

ANNEXE C

DEVELOPPEMENT DE LA MATRICE

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation peut être écrit sous la forme matricielle comme suit :

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec :

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

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

$$[A] = [A1] + [A2] \cdot \omega_s + [A3] \cdot \omega ; [B] = [B1] + [B2] + [B3]$$

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:

$$[A] = [A_1] + [A_2] \omega_s + [A_3] \omega$$

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 des tests de robustesse, on décompose la matrice $[A_1]$ comme suit:

$$[A1] = \frac{-R_s}{L_s} \cdot [A11] + \frac{M \cdot (-R_s)}{L_s} \cdot [A12] + \frac{M R_s}{L_s^2 \cdot L_r - M^2 \cdot L_s} \cdot [A13] + \frac{R_r}{L_r - \left(\frac{M^2}{L_s}\right)} \cdot [A141] + \frac{M^2 \cdot R_s}{L_s^2 \cdot L_r - M^2 \cdot L_s} [A142]$$

Telle que :

$$A11 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A141 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}; A142 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix};$$

Et $[A_3]$ comme suit:

$$[A_3] = \frac{M}{L_s \cdot L_r - M^2} \cdot [A31] + [A32]$$

Telle que :

$$A31 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; A32 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Et $[B]$ comme suit:

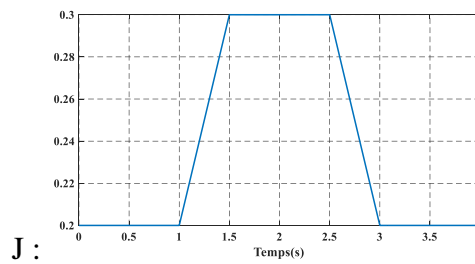
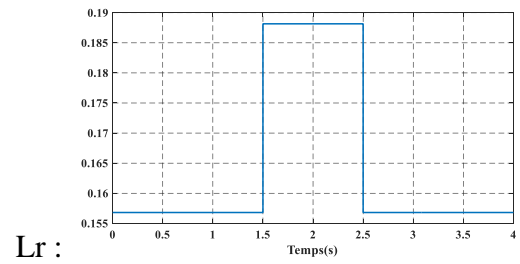
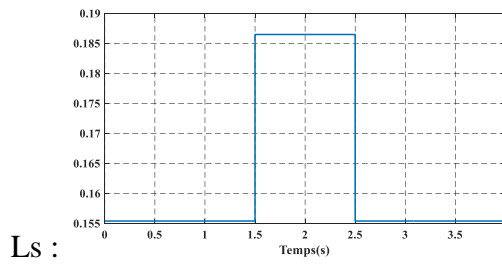
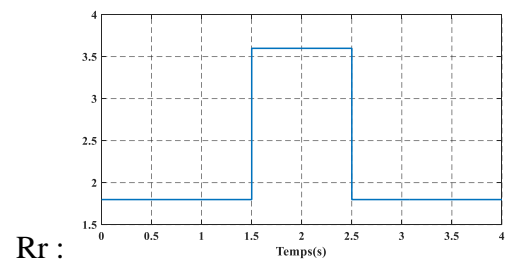
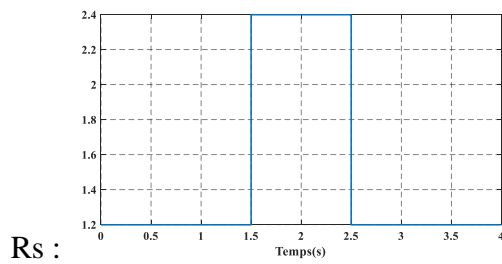
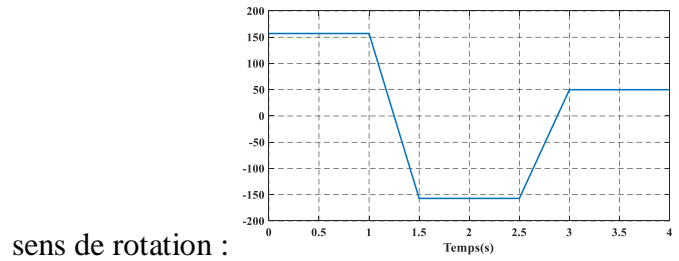
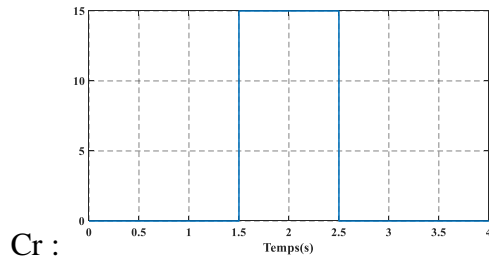
$$[B] = [B_1] + \frac{M}{L_s L_r - M^2} [B_2] + \frac{1}{L_r - \frac{M^2}{L_s}} [B_3]$$

Telle que :

$$B1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ANNEXE D

LES CONSIGNES DES TESTS ROBUSTESSE



Thème

Commande par Logique Floue Type 2 de la machine Asynchrone à Double Alimentation

Résumé : L'objectif principal de ce mémoire réside sur l'application de la commande par la logique floue-2 pour améliorer le réponse de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté. La machine alimentée directement par le réseau triphasé par contre le rotor est relié par un onduleur.

Après avoir une présentation de la conception des ensembles MADA – Convertisseurs et leurs applications, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que la commande par la logique floue type-1 et la logique floue type-2.

Différents résultats de simulations par Matlab et des tests de robustesse seront présentés.

Mots Clés : Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle à orientation du flux statorique, Régulateur PI classique, Régulateur PI floue(type1,type 2), Robustesse de la commande.