

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



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :
N° de série :

Faculté des Sciences et Technologies
Département d'automatique et électromécanique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Maintenance industrielle

Par : GUELLADEM Abla

KERBOUB Sirine

Thème

**Commande vectorielle de la machine
asynchrone à double alimentation (MADA)**

Soutenu publiquement le 30/06/2019

Devant le jury :

ARIF Mohammed	Dr	Université de Ghardaïa	Président
BOUKHARI Hamed	Dr	Université de Ghardaïa	Examineur
MOSBAH Charaf A. Karim	Dr	Université de Ghardaïa	Examineur
BOURAGHDA Skander	Dr	Université de Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2018/2019

Dédicace

Je remercie Allah le tout puissant clément et miséricordieux de m'avoir soigné et aidé pour accomplir ce travail

Je dédie ce travail à mon père, à ma mère, à mes frères et mes sœurs, pour toute leur assistance et leur présence dans ma vie, leurs encouragements et leurs prières tout au long de mes études

À tous mes amis qui m'ont partagé les bons moments comme les mauvais

À tous mes collègues

À ma binôme Abla

Sirine

Dédicace

Je remercie Allah le tout puissant clément et miséricordieux de m'avoir soigné et aidé pour accomplir ce travail

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

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire, Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tantallégués, et le fruit de votre soutien infailible,

À tous mes collègues

À ma binôme Sirine

Merci d'être toujours là pour moi.

Abla

REMERCIEMENTS

*Au terme de ce travail, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre cher encadrant **Mr. BOURAGHDA Skander** pour son suivi et pour son énorme soutien, qu'il n'a cessé de nous prodiguer tout au long de la période du projet.*

*Nous tenons à remercier également **Mr. SAADOUNI Redouane** pour le temps qu'il a consacré et pour les précieuses informations qu'il nous 'a prodiguées avec intérêt et compréhension.*

Nous adressons aussi nos vifs remerciements aux membres des jurys pour avoir bien voulu examiner et juger ce travail.

Nos remerciements vont à tout le personnel que nous avons contacté durant notre stage au sein de l'alpha pipes Ghardaïa (unité de fabrications de pipes transporteur de gaz) auprès desquelles nous avons trouvé l'accueil chaleureux, l'aide et l'assistance dont nous avons besoin.

Nous ne laisserons pas cette occasion passer, sans remercier tous les enseignants et le personnel de l'université de Ghardaïa et particulièrement ceux de la section électromécanique pour leur aide et leurs précieux conseils et pour l'intérêt qu'ils portent à notre formation.

Enfin, nos remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin au bon déroulement de ce projet.

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III.1 : Paramètres des correcteurs des courants statoriques.....	65
Tableau III.2 : Paramètres des correcteurs des courants rotoriques.....	66
Tableau III.3 : Paramètres du correcteur du flux rotorique.....	67
Tableau III.4: Paramètres du correcteur PI de la vitesse.....	71
Tableau A.1: Paramètres de la MADA utilisée dans les simulations.....	99

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

FigureI.1: Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation	4
FigureI.2 : Représentation des structures (A) : du stator et (B) : du rotor bobiné de la MADA	5
FigureI.3: Machine asynchrone brushless connectée sur le réseau	6
FigureI.4: Schéma de principe d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) piloté par le rotor	7
FigureI.5: Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné	8
FigureI.6: Structure de la MADA sans balais	8
FigureI.7: Structure en cascade de deux machines asynchrones	9
FigureI.8: Modes de fonctionnement de la MADA	12
FigureI.9: Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur	13
FigureI.10: Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur	14
FigureI.11: Schéma synoptique pour l'alimentation par deux Cyclo-convertisseurs	15
FigureI.12: MADA à énergie rotorique dissipée	16
FigureI.13: Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique	16
FigureI.14: MADA à structure de Kramer	17
FigureI.15: Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur	18
FigureI.16: Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	19
FigureI.17: Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA	20

Chapitre II

FigureII.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation	26
FigureII.2: Principe de la transformation de Clarke	31
FigureII.3: Représentation de la MADA dans les deux repères	33
FigureII.4: Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA	40
FigureII.5: Schéma détaillé des convertisseurs Assurant l'alimentation de la MADA	40
FigureII.6: Structure du redresseur triphasé	41
FigureII.7: Structure du filtre LC passe bas	42
FigureII.8: Représentation schématique d'un onduleur de tension alimente le rotor de la MADA	43
FigureII.9: Schéma simplifié de l'onduleur triphasé	44

Chapitre III

FigureIII.1: Schéma de principe du découplage pour la MADA par analogie avec la MCC	48
FigureIII.2: Orientation du flux rotorique sur l'axe direct	49
FigureIII.3: Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe	51
FigureIII.4: Diagramme vectoriel de la MADA correspondant à une magnétisation par le stator	54
FigureIII.5: Le bloc de défluxage	55
FigureIII.6: Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ	57
FigureIII.7: Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ	58
FigureIII.8: Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN	60
FigureIII.9: Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d	62

FigureIII.10: Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q	62
FigureIII.11: Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA	63
FigureIII.12: Schéma bloc de régulation des courants statoriques	64
FigureIII.13: Schéma bloc de régulation des courants rotoriques	65
FigureIII.14: Schéma bloc de régulation du flux rotorique	66
FigureIII.15: Chaîne de régulation de la vitesse	70
FigureIII.16: Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA	72
FigureIII.17: Réponse du système à un échelon de vitesse	75
FigureIII.18 : Réponse du système à différentes consignes de vitesse	76
FigureIII.19 : Réponse du système lors d'un changement du sens de rotation avec application de la charge	78
FigureIII.20: Test de robustesse pour une variation de J de +100%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	79
FigureIII.21 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de J de +100 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	80
FigureIII.22 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	81
FigureIII.23: Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	82
FigureIII.24 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	83
FigureIII.25 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_s de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	84
FigureIII.26: Test de robustesse pour une variation de L_r de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	85
FigureIII.27 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_r de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	86
FigureIII.28 : Test de robustesse pour une variation de L_s de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	87
FigureIII.29 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_s de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe	88

LISTE DES
LISTE DES

ABREVIATIONS
ABREVIATIONS

LISTE DES ABREVIATIONS

- **Paramètres de modélisation de la machine**

R_s	Résistance statorique par phase	(Ω)
R_r	Résistance rotorique par phase	(Ω)
L_s	Inductance cyclique statorique par phase	(H)
L_r	Inductance cyclique rotorique par phase	(H)
M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)	(H)
M_{rs}	Inductance cyclique mutuelle (entre rotor et stator)	(H)
l_s	L'inductance propre d'une phase statorique	(H)
l_r	L'inductance propre d'une phase rotorique	(H)
f	Coefficient de frottement visqueux	(N.m.s/rad)
C_{em}	Couple électromagnétique	(N.m)
C_r	Couple résistant	(N.m)
σ	Coefficient de dispersion	
P	nombre de paires de poles	

- **Grandeurs mécaniques**

Ω	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation	(rad/s)
ω_m	Pulsation électrique correspondante à la vitesse nominale de rotation	(rad/s)
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statoriques	(rad/s)
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques	(rad/s)
f_s	Fréquence électrique des grandeurs statoriques	(Hz)
f_r	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques	(Hz)

η	Rendement	(%)
Ω	Vitesse mécanique de rotation	(tr/min)
G	Glissement de la vitesse de rotation	

• **Repères**

(A B C) Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques

(a b c) Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques

(d q) Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)

(α β) Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)

θ Position angulaire du rotor par rapport au stator (rad)

θ_s Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) (rad)

θ_r Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) (rad)

• **Grandeurs électriques au stator**

$V_{s,abc}$ Tensions statoriques triphasées (V)

$V_{s,dq}$ Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) (V)

$V_{s,\alpha\beta}$ Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α , β) (V)

$I_{s,abc}$ Courants statoriques triphasées (A)

$I_{s,dq}$ Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q) (A)

• **Grandeurs électriques au rotor**

$V_{r,ABC}$ Tensions rotoriques triphasées (V)

$V_{r,dq}$ Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) (V)

$V_{r,\alpha\beta}$ Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α , β) (V)

$I_{r,ABC}$ Courants rotoriques triphasées (A)

$I_{r,dq}$	Courants rotoriques diphasées dans le repère (d, q)	(A)
<ul style="list-style-type: none"> • Grandeurs magnétiques au stator 		
$\emptyset_{s,abc}$	Vecteur de flux magnétiques au stator	(wb)
$\emptyset_{s,dq}$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)	(wb)
$\emptyset_{s,\alpha\beta}$	Flux statoriques diphasés dans le repère (α , β)	(wb)
<ul style="list-style-type: none"> • Abréviations 		
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation	
MAS	Machine Asynchrone	
DFIG	Doubly Fed Induction Generator	
DFIM	Doubly Fed Induction Motor	
AC	Courant Alternatif	
SDFIM	Single Doubly Fed Induction Machine	
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion	
DC	Courant Continu	
GTO	Gate Turn-Off Thyristor	
MADASB	Machine Asynchrone à Double Alimentation Sans Balais	
MADAC	Machine Asynchrone à Double Alimentation en Cascade	
FOC	Field Oriented Control	
DFOC	Direct Field Oriented Control (Orientation Directe du Flux)	
IFOC	Indirect Field Oriented Control (Orientation Indirecte du Flux)	
MCC	Machine à Courant Continu	
PI	Proportionnel Intégral (correcteur)	

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

Liste des tableaux.....	I
Liste des figures	II
Liste des abréviations.....	V
Table des matières.....	VIII
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

I.1. Introduction	3
I.2. Etat de l'art de la MADA.....	3
I.3. Définition de la MADA.....	3
I.4. Description de la MADA.....	4
I.5. Types de la MADA	5
I.5.1. MADA type "Brushless"	5
I.5.2. MADA type " Rotor Bobiné ".....	6
I.6. Structure de la MADA.....	7
I.6.1. MADA à rotor bobiné.....	7
I.6.2. MADA sans balais.....	8
I.6.3. MADA en cascade.....	9
I.7. Principe de fonctionnement de la MADA	9
I.8. Modes de fonctionnement de la MADA.....	11
I.8.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone.....	11
I.8.2. Fonctionnement en moteur hyper-synchrone.....	11
I.8.3. Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone	11
I.8.4. Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone	11
I.9. Aperçu sur les configurations de la MADA à rotor bobine.....	12
I.9.1. Configuration pour application moteur	12

I.9.1.1. Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	13
I.9.1.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur.....	13
I.9.1.3. MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants.....	14
I.9.2. Configuration pour application génératrice	15
I.9.2.1. MADA à énergie rotorique dissipée.....	15
I.9.2.2. Structure de Kramer	17
I.9.2.3. Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur	18
I.9.2.4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	18
I.10. Avantages et inconvénients de la MADA.....	19
I.10.1. Avantages de la MADA	19
I.10.2. Inconvénients de la MADA.....	20
I.11. Intérêt de la MADA.....	21
I.12. Domaine d'application de la MADA.....	21
I.13. Mode de variation de vitesse.....	22
I.13.1. Action sur le glissement	22
I.13.2. Variation de la fréquence.....	22
I.13.3. Action sur le nombre de pôles	22
I.14. Conclusion.....	23

**CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION ET DE SON
ALIMENTATION**

II.1. Introduction	24
II.2. Modélisation de la MADA	24
II.3. Hypothèses simplificatrices.....	24
II.4. Description et représentation de la MADA	25
II.5. Equations électriques de la machine	26
II.6. Equations magnétiques.....	27
II.7. Couple électromagnétique	29
II.8. Transformation de Park	29
II.8.1. Objectifs des transformations matricielles	30

II.8.2. Transformations usuelles.....	30
II .8.2.1. Transformation de Clarke	30
II.8.2.2. Transformation de Concordia	32
II.8.2.3. Transformation de Park	32
II.9. Modélisation de la MADA dans le repère de Park.....	34
II.9.1. Choix du référentiel de Park	36
II.9.1.1. Référentiel lié au stator	36
II.9.1.2. Référentiel lié au rotor	36
II.9.1.3. Référentiel lié au champ tournant	37
II.10. Modélisation sous forme d'état de la MADA.....	37
II.10.1. Représentation d'état.....	37
II.10.2. Modèle de la MADA alimentée en tension.....	38
II.11. Modélisation du système d'alimentation	39
II.11.1. Modélisation du convertisseur alternatif – continu.....	41
II.11.2. Modélisation du convertisseur continu – alternatif	43
II.12. Conclusion	44

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

III.1. Introduction	46
III.2. Commande vectorielle	46
III.3. Théorie de la commande vectorielle la MADA.....	47
III.3.1. But et principe de la commande à flux orienté.....	47
III.3.2. Orientation du flux rotorique.....	49
III.3.2.1. Méthode directe de la commande vectorielle	50
III.3.2.2. Méthode indirecte de la commande vectorielle	52
III.4. Mise en œuvre de la commande vectorielle directe de la MADA.....	53
III.4.1. Magnétisation de la MADA	53
III.5. Défluxage	54
III.6. Contrôle des courants et termes de compensation.....	55
III.6.1. Méthodes existantes	55

a. Première méthode	55
b. Deuxième méthode	57
c. Troisième méthode.....	59
III.6.2. Commande vectorielle avec découplage par compensation	61
III.6.3. Calcul des correcteurs	63
III.6.3.1. Correcteurs des courants statoriques	64
III.6.3.2. Correcteurs des courants rotoriques	65
III.6.3.3. Correcteur du flux \varnothing_{dr}	66
III.7. Etude de la régulation.....	67
III.7.1. Objectifs de la régulation	67
III.7.2. Mise en œuvre de la régulation	68
III.7.2.1. Régulation de vitesse de la MADA.....	68
1. Synthèse du régulateur PI.....	69
2. Synthèse du correcteur PI de vitesse	69
III.7.3. Schéma de régulation de vitesse de la MADA.....	71
III.8. Simulation de la commande vectorielle de la MADA.....	72
III.8.1. Profils de poursuite et de régulation.....	72
III.8.2. Résultats de simulation.....	73
III.8.3. Interprétations.....	88
III.9. CONCLUSION.....	89
Conclusion générale.....	90
Références bibliographiques.....	92
Annexes	99

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, l'utilisation des moteurs à courant alternatif est de plus en plus fréquente, car ces machines sont caractérisées par leur robustesse et par leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes.

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor [1].

Grâce au progrès contemporain des technologies modernes, l'utilisation de la MADA semble devenir une solution plus indiquée pour les applications où le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse (pompes et ventilateurs). L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou d'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.

Il est bien établi que la commande vectorielle par orientation du flux de la machine asynchrone à rotor à cage présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Cette solution demeure aussi attractive pour le cas de la machine asynchrone doublement alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. En effet, la commande par orientation du flux est un moyen intéressant pour s'affranchir des non-linéarités que présente le modèle de la machine exceptionnellement la MADA. Le fonctionnement moteur de la MADA donne lieu à une meilleure gestion des puissances par l'adoption de contrôle adéquat de l'alimentation de ses armatures. En fonctionnement générateur, elle convient mieux pour la génération de l'énergie à fréquence constante avec entraînement à vitesse variable (éoliennes). Un des avantages de la double alimentation est que le circuit du rotor peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ainsi au niveau du rotor, un convertisseur de haute commutation pourra être employé afin de réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation d'harmoniques et d'amélioration des rendements [28].

Premier chapitre

Nous présentons une généralité sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Deuxième chapitre

Nous présenterons la modélisation classique de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant avec sa système d'alimentation (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).

Troisième chapitre

Nous aborderons le principe de l'orientation du flux rotorique, 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.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

Généralités sur la MADA

I.1.INTRODUCTION

La machine asynchrone (MAS) est la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie, elle est peut coûteuse robuste, et son entretien est très limité, fonctionnant directement sur le secteur alternatif.

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor [1]. Elle est utilisée dans les entraînements électriques.

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude générale sur la MADA, son principe de fonctionnement, ses avantages, et ses applications.

I.2.ETAT DE L'ART DE LA MADA

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la Machine Doublement Alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [2].

I.3.DEFINITION DE LA MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements.

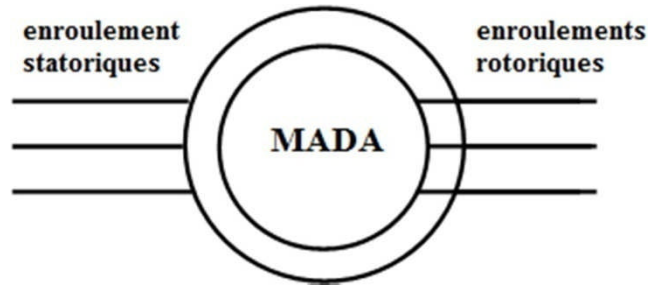


Figure I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)[1] .

Ce type de machine nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux cotés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et où le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissance du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois [1].

I.4.DESCRPTION DE LA MADA

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)[3].

Elle fait partie de la famille des machines à courant alternatif à double alimentation. Sa première apparition était en 1899; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA se compose principalement de deux parties. Le stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classique (A), et le rotor (B) tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par un entrefer. En principe les circuits électriques du stator sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor est relié aux bagues sur lesquelles glissent des balais. Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un convertisseur de puissance [4].

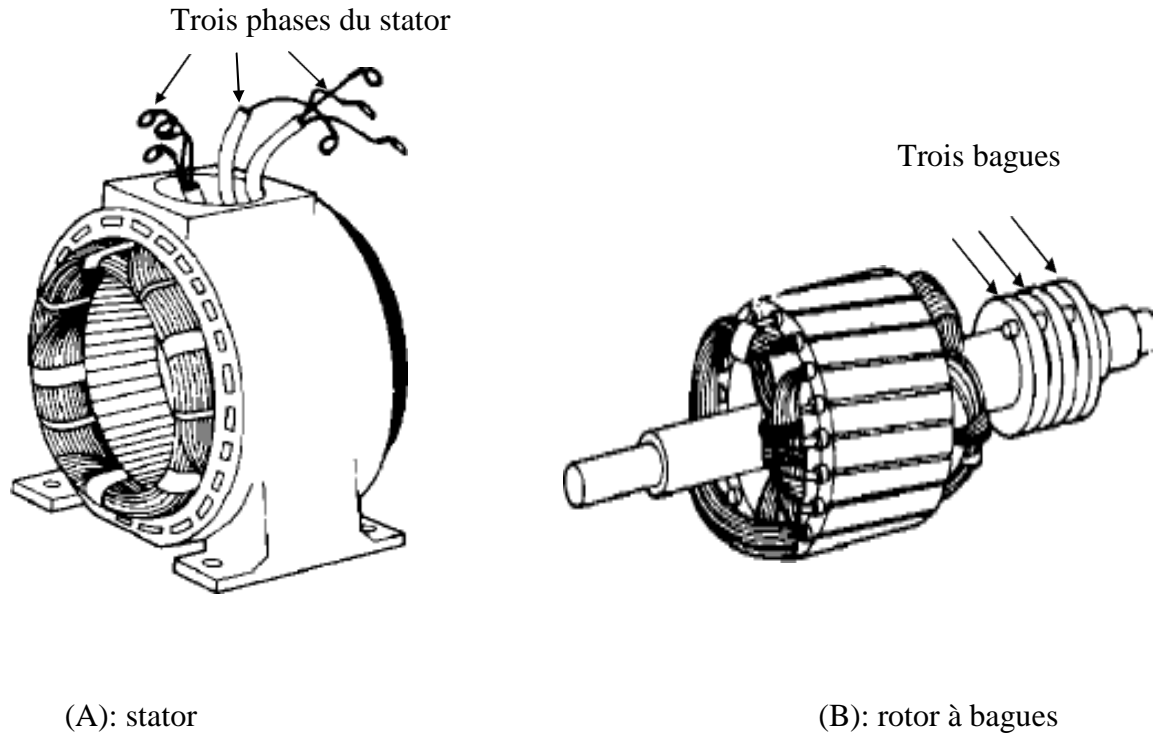


Figure I.2 : Représentation des structures (A) : du stator et (B) : du rotor bobiné de la MADA[3] .

I.5.TYPES DE LA MADA

I.5.1.MADA type "Brushless"

Cette machine est constituée de deux bobinages triphasés au stator. Un des bobinages est directement connecté au réseau et est destiné au transfert de puissance. Le second bobinage, dont la section des conducteurs est moins élevée, permet de faire varier les courants d'excitation de la machine. Le stator de forte puissance est connecté directement sur le réseau et le convertisseur est placé entre le stator de faible puissance et le réseau Figure (I.3) [5].

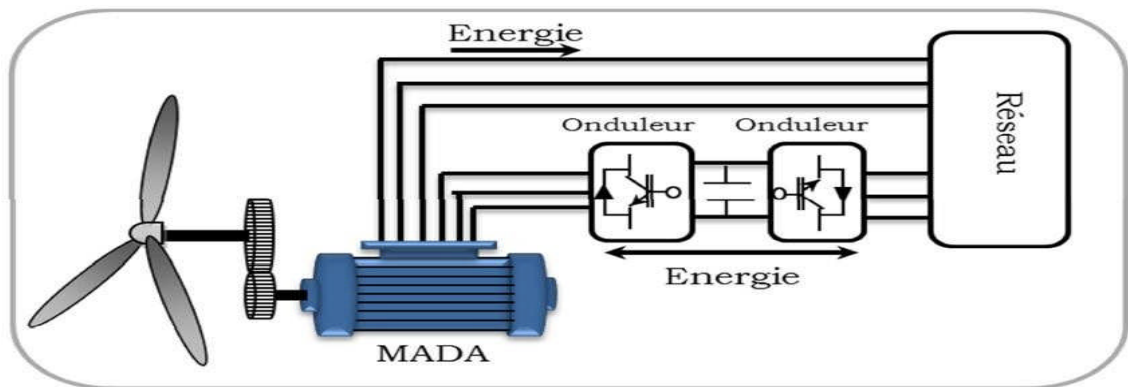


Figure I.3: Machine asynchrone brushless connectée sur le réseau [6].

I.5.2.MADA type " Rotor Bobiné "

Le rotor d'une machine asynchrone à rotor bobiné ou à bagues est constitué de trois bobines. Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor. Ce type de rotor a été conçu pour permettre la variation de résistance du rotor en insérant des résistances en série avec les bobines afin de réaliser un démarrage rotorique.

Ce dispositif a ensuite permis la variation de vitesse avec un rendement acceptable au moyen d'un procédé appelé cascade hypo-synchrone. Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine [5].

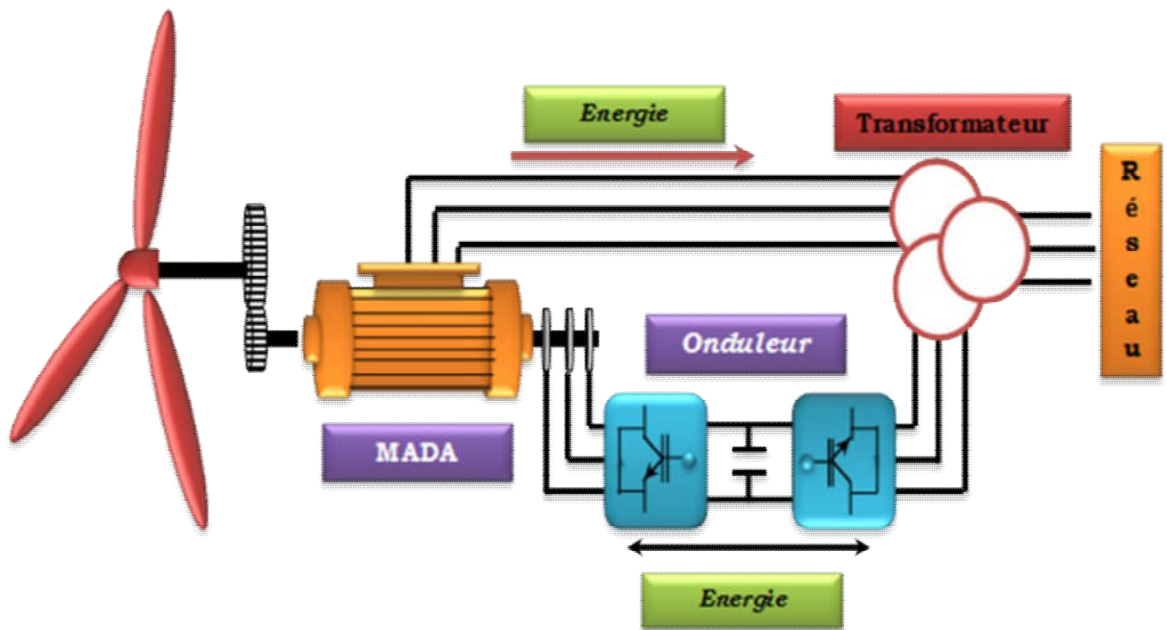


Figure I.4 : Schéma de principe d'une MADA pilotée par le rotor [7].

I.6.STRUCTURE DE LA MADA

Selon la conception du rotor, plusieurs types de MADA ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie[8].

I.6.1.MADA à rotor bobiné

La MADA à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoiles dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants [9].

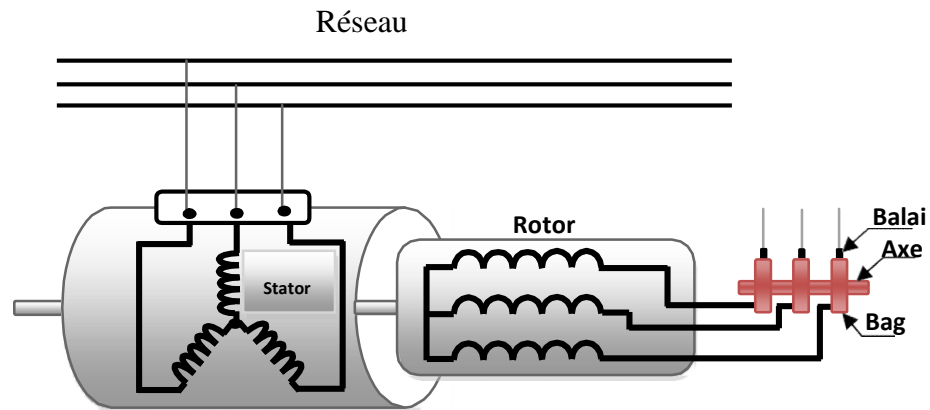


Figure I.5 : Schéma du rotor de la MADA à rotor bobiné [10].

I.6.2.MADA sans balais

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.6). 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 [11].

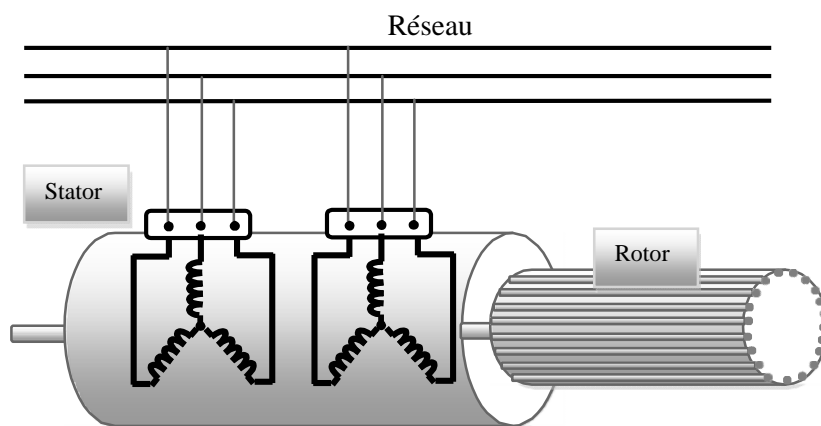


Figure I.6: Structure de la MADA sans balais [10].

I.6.3.MADA en cascade

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation coté stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension triphasées [10].

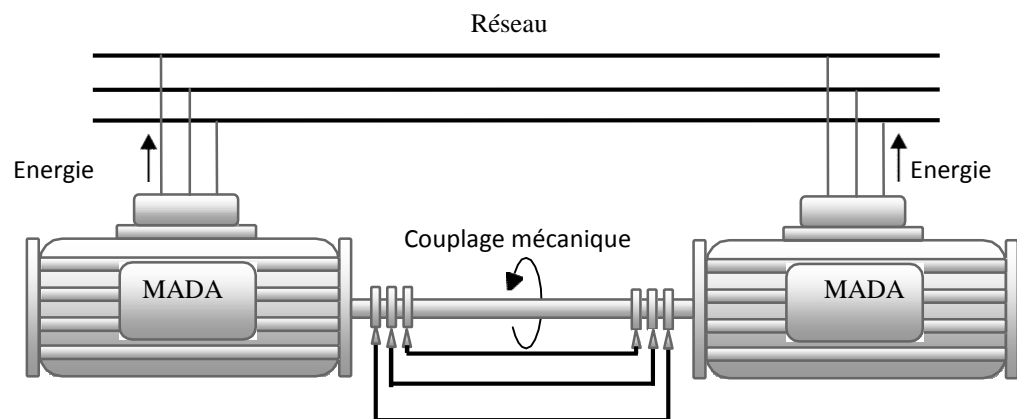


Figure I.7: Structure en cascade de deux machines asynchrones [10].

I.7.PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

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

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = p\Omega_m \quad (I.1)$$

Avec:

Ω_m : La vitesse mécanique du rotor ;

ω_s et ω_r : Les pulsations statoriques et rotoriques respectivement ;

p: Le nombre de paires de pôle.

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

D' autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor est donnée par [12] :

$$f_s = f_r + pf_m \quad (I.2)$$

Avec:

f_m : Fréquence de rotation du rotor.

Dans ce cas le glissement est défini par[1] :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (I.3)$$

D'après cette équation on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la MADA [13]:

- **Stationnaire (g=1):** le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Le circuit rotorique est siège d'une force électromotrice induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans ce cas, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.
- **Hypo-synchrone (0<g<1):** En tournant le rotor dans la direction du flux statorique, la fréquence f_r du rotor va commencer à décroître. Plus la vitesse du rotor s'approche de celle de synchronisme, plus f_r tend vers 0, de même la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.
- **Synchrone (g=0):** Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de 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, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements rotoriques.

- **Hyper-synchrone ($g < 0$):** Par d'avantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative selon les équations (I.2) et (I.3). Cette valeur négative signifie que l'ordre de succession de phase du rotor « a_r, b_r, c_r » 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 [1] .

I.8. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

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. Le principe de la commande de la MADA en ces modes peut être compris à travers la figure (I.8). Dans cette dernière, P_s, P_r et P_m désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique [14].

I.8.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone

La puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau.

I.8.2. Fonctionnement en moteur hyper-synchrone

Une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique.

I.8.3. Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone

Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.

I.8.4. Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone

La totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $g \cdot P_m$ est transmise par l'intermédiaire du rotor [15].

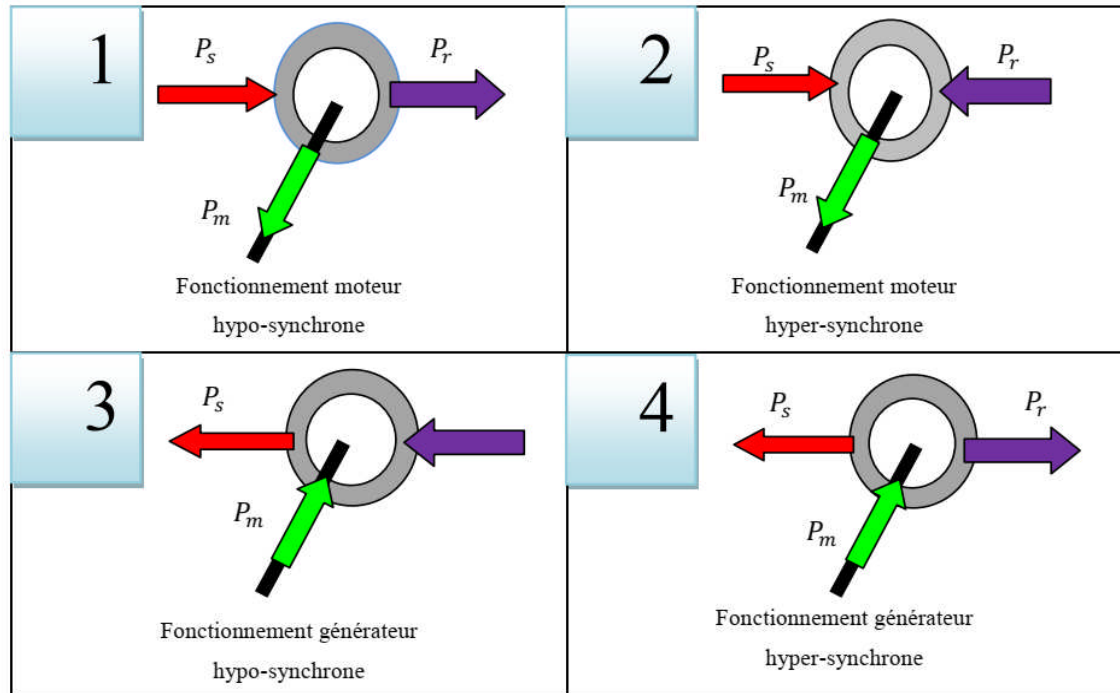


Figure I.8: Modes de fonctionnement de la MADA[15].

I.9.APERÇU SUR LES CONFIGURATIONS DE LA MADA A ROTOR BOBINE

Comme toutes les autres machines électriques à courant alternatif, la MADA peut fonctionner en moteur comme en génératrice. Chaque mode de fonctionnement est caractérisé par une configuration qui répond à un critère choisit. Dans cette partie du chapitre, on va citer les configurations les plus utilisées, selon la littérature, pour chaque mode de fonctionnement[8].

I.9.1.Configuration pour application moteur

La variation de la vitesse des machines synchrones et asynchrones classiques nécessitent la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur. Généralement, ces deux convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% [6], en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques[8].

I.9.1.1. Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés au réseau triphasé fixe, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine)[8].

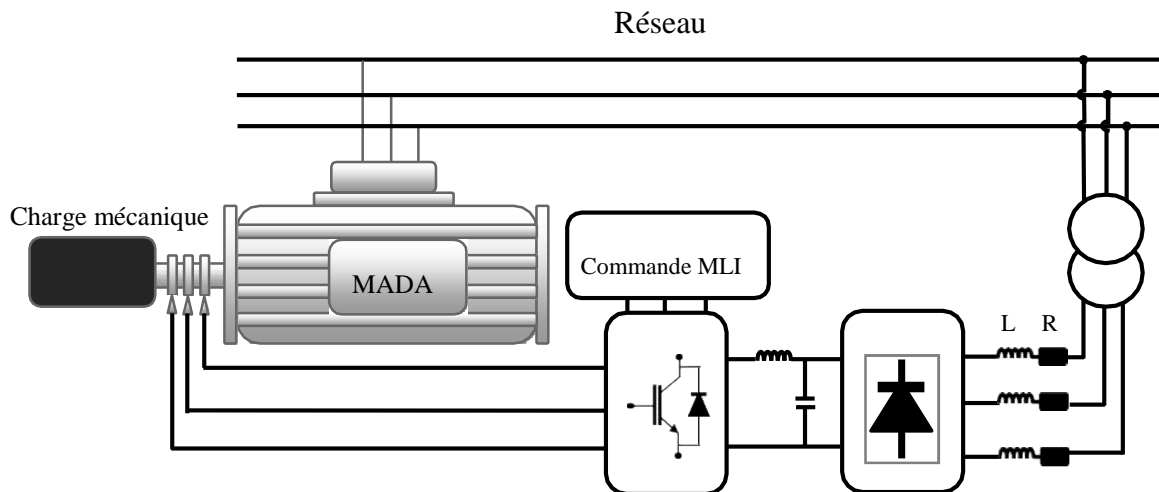


Figure I.9 : Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur [16].

Ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques mais le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner le convertisseur coté rotor à 30% de la puissance mécanique maximale [16].

I.9.1.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur

Le remplacement de l'association redresseur-onduleur par un cyclo-convertisseur autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau [8].

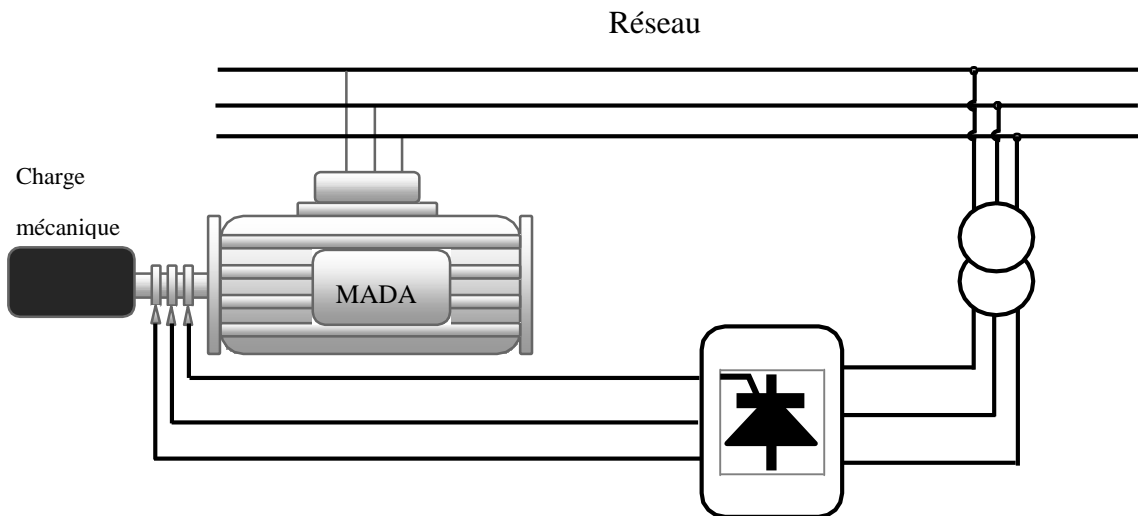


Figure I.10 : Schéma de la MADA dont le rotor alimenté par un cyclo-convertisseur [16].

Le principe du cyclo-convertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cyclo-convertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés [17].

I.9.1.3.MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants

Dans cette structure on trouve plusieurs configurations possibles. Le stator et le rotor sont alimentés soit :

- Deux cyclo-convertisseurs;
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs;
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun[8].

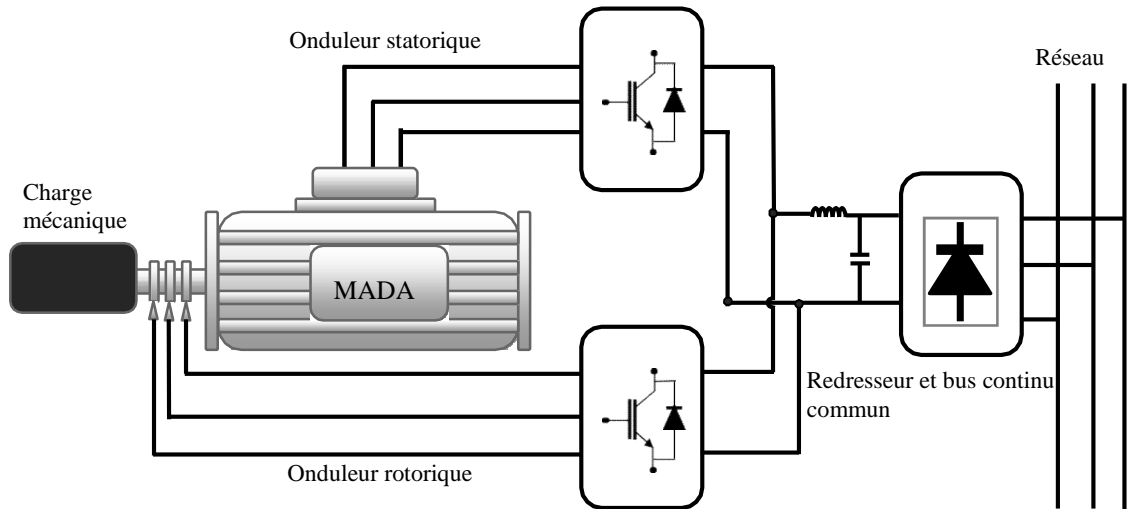


Figure I.11: Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cyclo-convertisseurs [16].

Grâce à ce type d'alimentation, la MADA possède quatre degrés de libertés ce qui rend son contrôle très souple. On peut donc réguler la vitesse (ou le couple), le flux (statorique, rotorique et d'entrefer), le glissement et le facteur de puissance [18].

I.9.2. Configuration pour application génératrice

Dans cette partie, on s'intéresse à la MADA à rotor bobiné et son utilisation pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne[8].

I.9.2.1. MADA à énergie rotorique dissipée

Le stator est connecté directement au réseau tandis que le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur. L'ajout d'un hacheur à base d'IGBT permet de varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur[8].

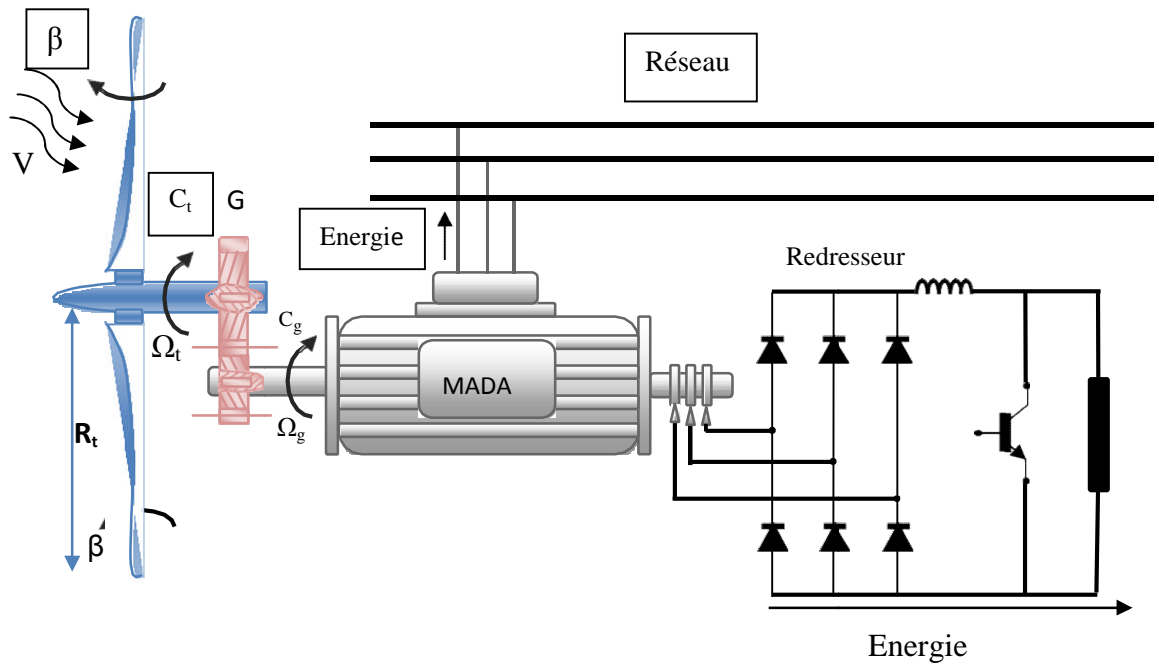


Figure I.12 : MADA à énergie rotorique dissipée[8].

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R, ce qui nuit au rendement du système[8].

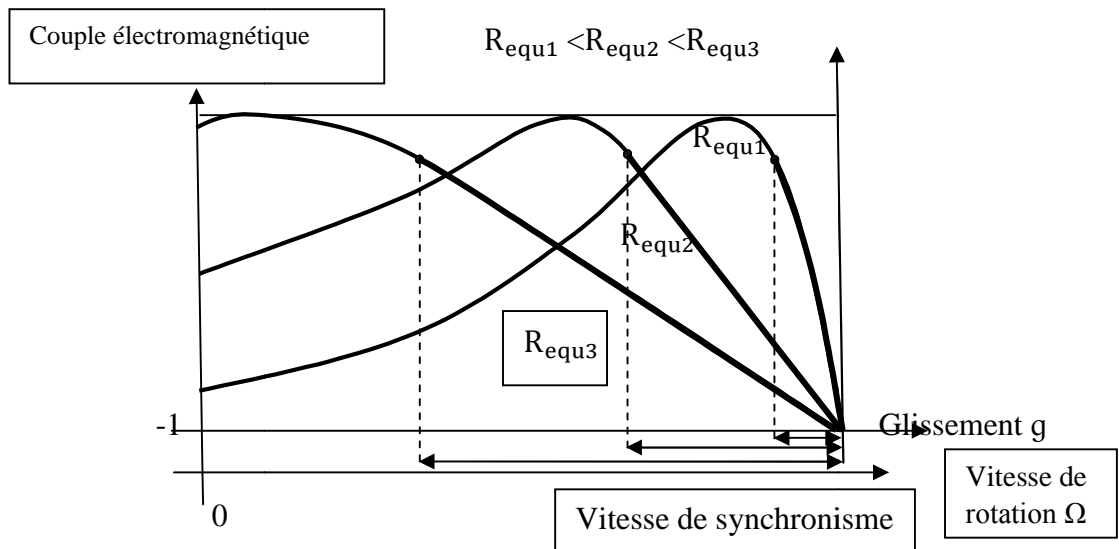


Figure I.13 : Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique [6].

I.9.2.2. Structure de Kramer

Pour améliorer la structure du système précédent, tout en réduisant les pertes d'énergie, l'hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau.

Ce système permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. L'utilisation de thyristor pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau). Le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme (hyper-synchrone)[8].

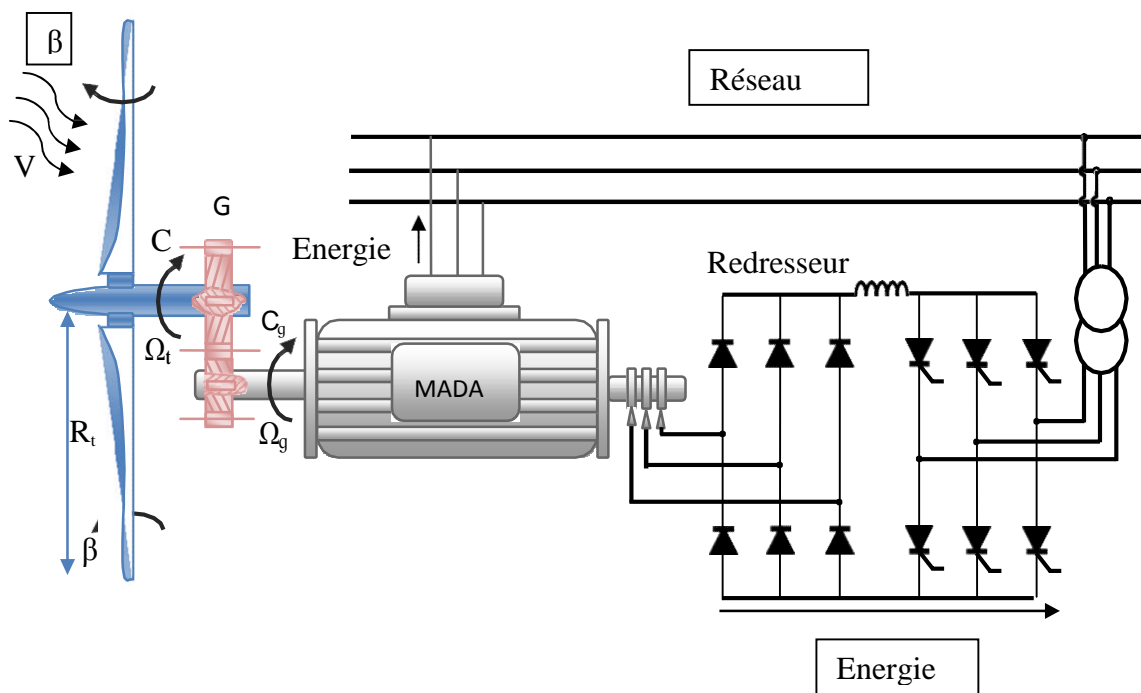


Figure I.14 : MADA à structure de Kramer[8].

I.9.2.3. Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur

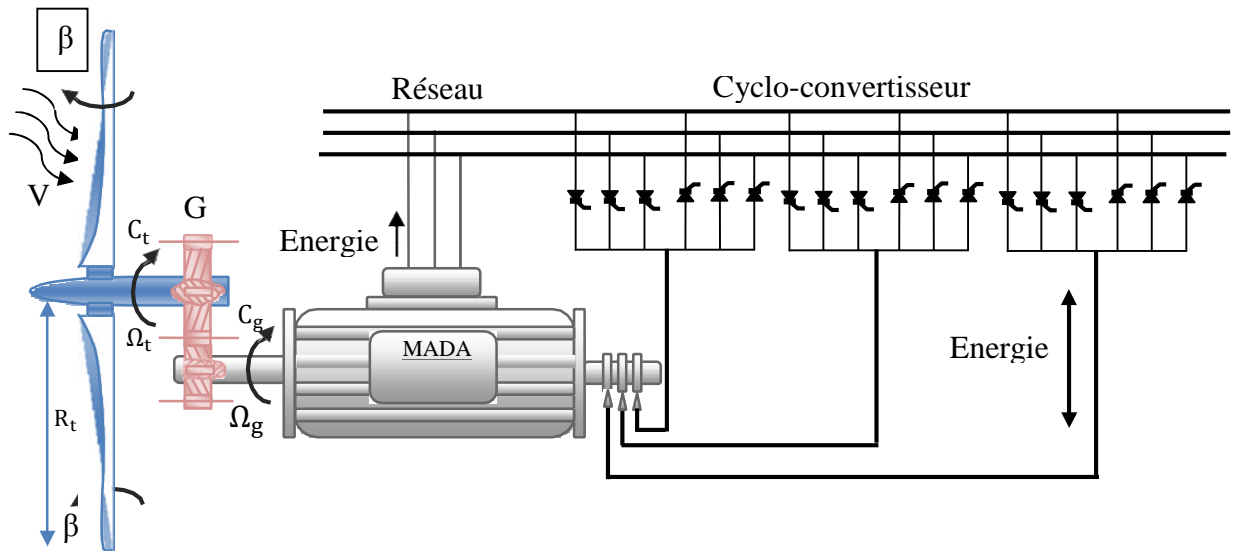


Figure I.15 : Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur[8] .

Pour rendre la structure précédente réversible, en échange d'énergie entre le rotor et le réseau, on remplace le redresseur et l'onduleur par un cyclo-convertisseur. L'utilisation de cyclo convertisseur permet d'avoir une plage de la vitesse de rotation variant de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme [4]. L'inconvénient de cette structure est la génération des perturbations harmoniques importantes qui diminue le facteur de puissance du dispositif[8] .

I.9.2.4. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Le progrès de l'électronique de puissance permet d'avoir des interrupteurs qui peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture comme les IGBT's avec une fréquence de commutation importante. L'utilisation des convertisseurs à base de ce type d'interrupteurs permet le rejet des premiers harmoniques vers les fréquences élevées ce qui limite les perturbations harmoniques et facilite le filtrage [6, 17].

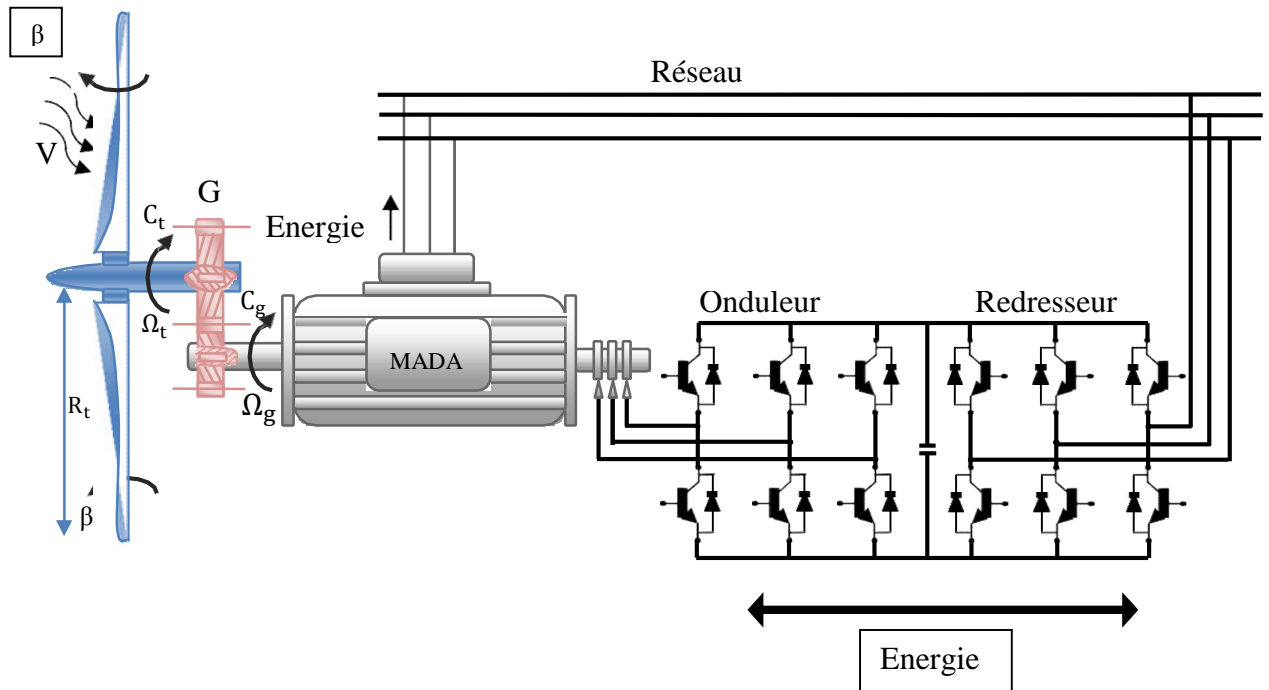


Figure I.16: Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI[8] .

La réversibilité de puissance du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, les convertisseurs sont alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance [10, 19, 20] .De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau[8] .

La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire[8] .

I.10. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

I.10.1. Avantages de la MADA

- L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique.

- Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application.
- Elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances.
- fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine pour une vitesse de fonctionnement autour de celle de synchronisme, dans ce cas les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles, et par conséquent un rendement élevé du système de conversion.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [3].

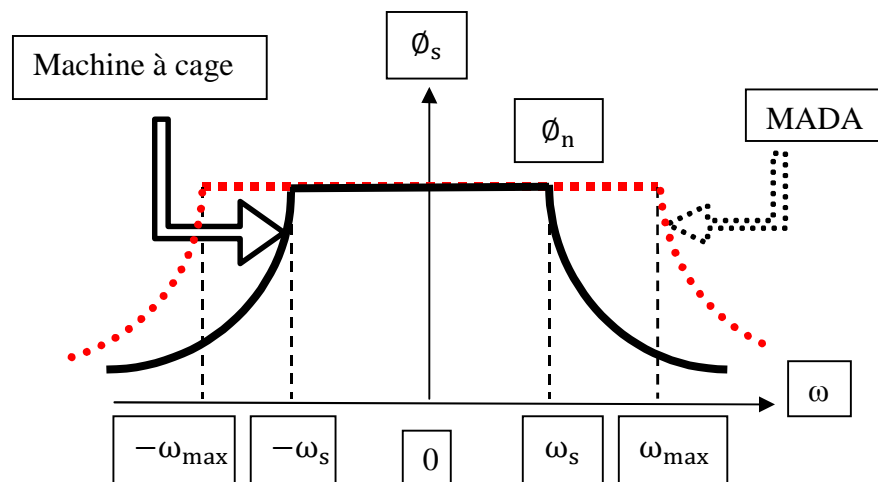


Figure I.17: Comparaison de zone de fonctionnement en survitesse entre la machine à cage et la MADA [16].

I.10.2. Inconvénients de la MADA

Contrairement à ses avantages, la MADA présente aussi des inconvénients tels que :

- Un nombre important de convertisseurs est utilisé (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) que celui utilisé pour la machine à cage. Nous

soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.

- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grande puissance [21].

I.11.INTERET DE LA MADA

Le principal avantage de la MADA est la possibilité de fonctionner à vitesse variable. Les machines asynchrones à vitesse fixe doivent fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme car la fréquence est imposée par le réseau. La vitesse du rotor est quasi constante. Le système de la MADA permet de régler la vitesse de rotation du rotor en fonction de la vitesse du vent. En effet la MADA permet un fonctionnement en génératrice hypo synchrone et hyper synchrone. On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible.

L'intérêt de la vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse de vent [22].

I.12.DOMAINE D'APPLICATION DE LA MADA

La machine à double alimentation offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone classique et synchrone, surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau [22].

I.13.MODE DE VARIATION DE VITESSE

L'analyse de l'expression de la vitesse [18] ci dessous, il y a trois modes de variations différents :

$$\Omega = \frac{2\pi}{p} f_s (1 - g) \quad (I.4)$$

I.13.1.Action sur le glissement

Dans ce cas, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases.

Ceci nous permet de varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance. Ce mode diminue le rendement [23] .

$$\eta = (1 - g) \quad (I.5)$$

Techniquement, on réalise cette action par le changement de la tension d'alimentation pour un moteur à rotor à cage et, par la variation de la résistance rotorique pour le moteur à rotor bobiné[24] .

I.13.2.Variation de la fréquence

Pour varier la vitesse tout en assurant de bonnes performances, il faut varier la fréquence d'alimentation à l'aide de convertisseurs (onduleur MLI ou plein onde cyclo-convertisseur) [24].

I.13.3.Action sur le nombre de pôles

Cette action est réalisable en intervenant sur la technique de bobinage qui permet le changement du sens du courant et par conséquent la polarité de la machine.

La vitesse Ω varie d'une manière discontinue du simple au double et vice versa[24] .

I.14.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine asynchrone à double alimentation avec ses différentes configurations d'alimentation du rotor et du stator par l'utilisation d'un convertisseur au rotor (onduleur ou cyclo-convertisseur) et d'un stator relié directement au réseau.

Ces structures fonctionnent soit dans les entraînements à vitesse variable (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Pour bien exploiter la machine asynchrone à double alimentation, la modélisation et la commande sont nécessaire.

CHAPITRE II

CHAPITRE II

Modélisation de la MADA et de son alimentation

II.1.INTRODUCTION

Après avoir introduit le principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation, ce chapitre fera l'objectif d'une étude de modélisation de MADA dans un référentiel lié au champ tournant, et cela pour obtenir un modèle mathématique qui nous permettra de valider notre modèle en boucle ouverte[1] .

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MADA. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C).

Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park[25] .

Nous verrons ensuite la modélisation de l'onduleur en tension qui alimente le rotor de la machine et sa commande MLI afin de réaliser la commande en boucle ouverte de la MADA.

II.2. MODELISATION DE LA MADA

Mathématiquement, on peut représenter la MADA par un modèle entré sortie sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [26].

II.3.HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont [27] :

- La machine est de construction symétrique équilibrée, tant au rotor qu'au stator.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques[3].

II.4.DESCRPTION ET REPRESENTATION DE LA MADA

La machine asynchrone double alimentée dont on étudie la mise en équations correspond à la structure de principe représentée sur la Figure(II.1). Les armatures magnétique du stator et du rotor sont cylindriques, séparée par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé.

- Le stator comporte 3 enroulements dont les axes magnétiques OA, OB et OC sont décalés dans l'espace de 120° .
- Le rotor (rotor bobiné) comporte 3 enroulements triphasés à même nombre de pôles que celui du stator. Ces 3 bobinages dont les axes magnétiques Oa, Ob et Oc sont décalés dans l'espace de 120° [1].

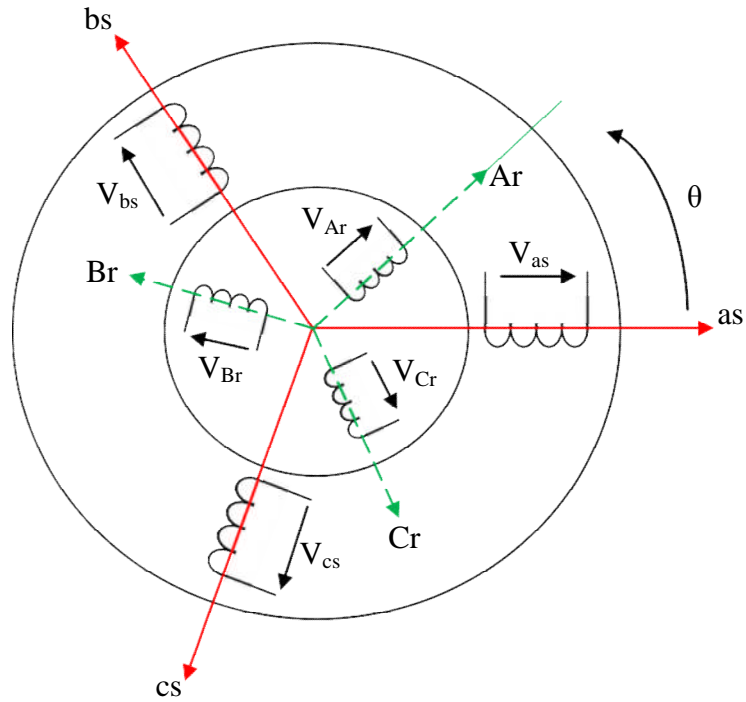


Figure II.1 : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation[3] .

II.5.EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MACHINE

En vertu de la loi de Faraday, nous pouvons écrire [3] :

• pour les enroulements statoriques :

$$v_{as}=R_s i_{as}+\frac{d\phi_{as}}{dt}, v_{bs}=R_s i_{bs}+\frac{d\phi_{bs}}{dt}, v_{cs}=R_s i_{cs}+\frac{d\phi_{cs}}{dt}. \quad (\text{II.1})$$

$$v_{Ar}=R_r i_{Ar}+\frac{d\phi_{Ar}}{dt}, v_{Br}=R_r i_{Br}+\frac{d\phi_{Br}}{dt}, v_{Cr}=R_r i_{Cr}+\frac{d\phi_{Cr}}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Les matrices résistances statorique et rotorique :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

D'où les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t$: Tensions aux bornes des enroulements statoriques.

$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$: Courants de phases des enroulements statoriques.

$[V_r] = [v_{Ar} \ v_{Br} \ v_{Cr}]^t$: Tensions aux bornes des enroulements rotoriques.

$[I_r] = [i_{Ar} \ i_{Br} \ i_{Cr}]^t$: Courants de phases des enroulements rotoriques.

II.6.EQUATIONS MAGNETIQUES

L'expression matricielle des trois équations des flux statoriques est donnée comme suit [3]:

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + m_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ou sous forme condensée :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{II.6})$$

L'équation matricielle des flux rotoriques prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{Ar} \\ \phi_{Br} \\ \phi_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + m_{rs} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Ou sous forme condensée :

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (II.8)$$

Avec :

$[\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^t$: Flux totalisés traversant les enroulements statoriques.

$[\phi_r] = [\phi_{Ar} \ \phi_{Br} \ \phi_{Cr}]^t$: Flux totalisés traversant les enroulements rotoriques.

Où :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_s : L'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

M_r : L'inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

La matrice $[M_{rs}]$ est de même une matrice circulante, et on remarque qu'elle est la matrice transposée de la matrice analogue du stator :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (II.9)$$

En remplaçant les équations (II.6) et (II.8) dans (II.4) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (II.10)$$

II.7.COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante [28] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (II.11)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Et

$$[I] = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs} \quad i_{Ar} \quad i_{Br} \quad i_{Cr}]^t = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I_s]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [I_r] \quad (II.14)$$

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

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (II.15)$$

Au regard de ces résultats, nous pouvons noter, d'une part que l'ordre du système est important, et d'autre part sa complexité. En effet, nous aboutissons à un ensemble de huit équations, six de nature électrique et deux pour le couple électromagnétique, dont certaines font apparaître des coefficients qui varient avec l'angle θ , et donc avec le temps[3] .

II.8.TRANSFORMATION DE PARK

Le modèle de la MADA dans le référentiel (A, B, C) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de le simplifier, cette simplification doit réduire l'ordre du système et éliminer la dépendance

avec la position du rotor, c'est-à-dire obtenir un modèle caractérisé par un système d'équation à coefficients constants [28].

II.8.1.Objectifs des transformations matricielles

L'objectif des transformations matricielles, encore appelées changement de variables, repose sur la recherche d'un référentiel, donc d'une nouvelle base pour les vecteurs et matrices afin que les nouvelles grandeurs, dites composantes relatives, correspondantes à une phase ne dépendent plus des autres[3] .

II.8.2.Transformations usuelles

II .8.2.1.Transformation de Clarke

L'idée de Miss Emily Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé de courant, peut l'être aussi par un système diphasé de courant déphasés de 90° dans le temps et parcourant deux enroulements décalés de 90° dans l'espace, à condition que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soit conservées[28], La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs électriques[29]. La transformation permet le passage de trois grandeurs réelles (x_A, x_B, x_C), vers deux grandeurs fictives(x_α, x_β), pour des grandeurs quelconques (tensions, courant, flux, etc...)et en l'absence de la composante homopolaire ($x_A+x_B+x_C=0$). La figure (II.2) illustre la transformation de Clarke[3] .

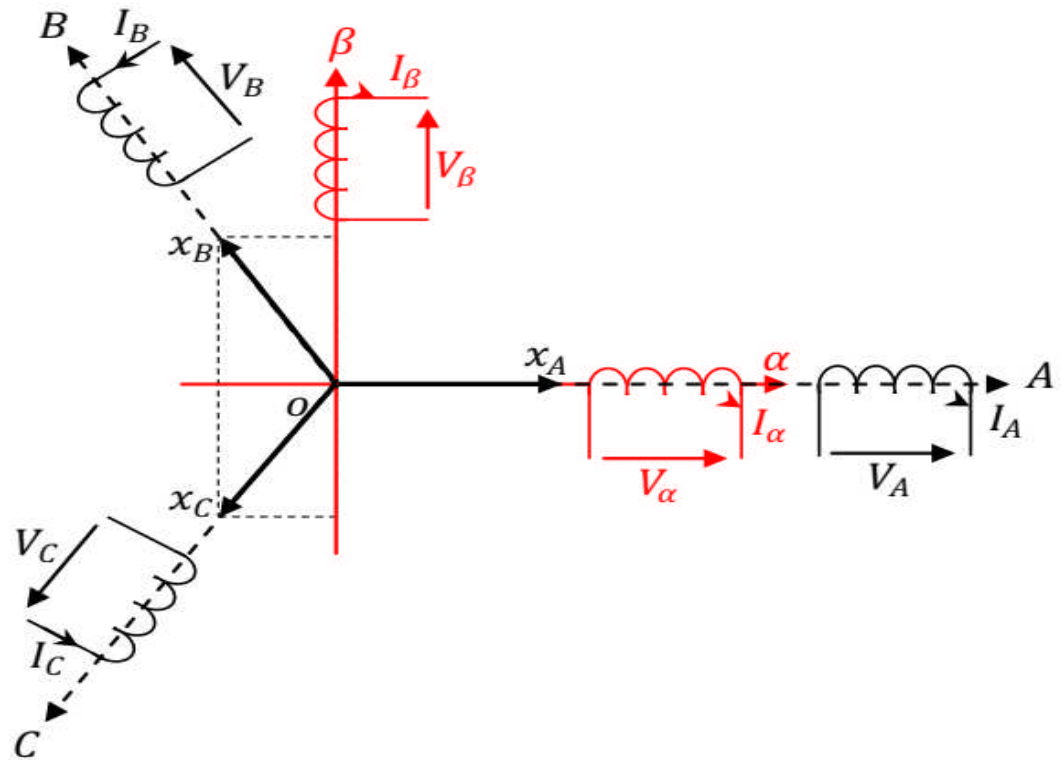


Figure II.2 : Principe de la transformation de Clarke[3] .

On la définit de la manière suivante :

$$[x_{\alpha,\beta}] = [Cl] \cdot [x_{A,B,C}] \quad (II.16)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (II.17)$$

La transformation inverse est définie par :

$$[x_{A,B,C}] = [Cl]^{-1} \cdot [x_{\alpha,\beta}] \quad (II.18)$$

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

\$[Cl]\$ et \$[Cl]^{-1}\$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Clarke. La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance ni le

couple, sa matrice de passage n'étant pas orthogonale, afin de conserver ces grandeurs invariantes on doit multiplier par le coefficient $(\frac{3}{2})$ [3].

II .8.2.2. Transformation de Concordia

C'est une modification de la transformation de Clarke, afin de rétablir l'invariance de la puissance instantanée, mais l'amplitude des grandeurs n'est plus conservée. De plus, elle introduit une composante homopolaire dans le but de prendre en considération les régimes déséquilibrés ou dégradés de la machine, si nécessaire[3].

La transformation de Concordia est définie de la manière suivante :

$$[X_{\alpha,\beta,o}] = [Co] \cdot [X_{A,B,C}] \quad (II.20)$$

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{A,B,C}] = [Co]^{-1} \cdot [X_{\alpha,\beta,o}] = [Co]^{-t} \cdot [X_{\alpha,\beta,o}] \quad (II.22)$$

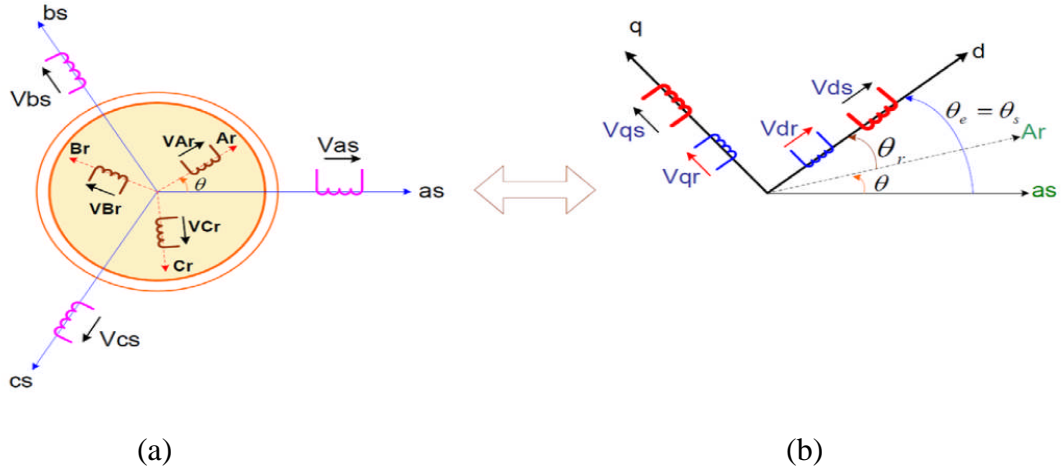
$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ X_o \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

$[Co]$ et $[Co]^{-1}$ représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Concordia [3].

II.8.2.3. Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage d'un repère triphasé à un modèle biphasé [30]. Elle consiste à transformer les enroulements statoriques et rotorques en enroulements orthogonaux équivalents, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système [27].

Elle est constituée d'une transformation triphasée- biphasée « du repère (a, b, c) au repère (α , β) », suivie d'une rotation « du repère (α , β) au repère (d, q) »[8].



- a) Représentation de la MADA dans le repère (abc). b) Représentation de la MADA dans le repère (dq).

Figure II.3 : Représentation de la MADA dans les deux repères[8] .

La matrice de transformation est définie par [3]:

$$P(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

L'angle α est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps. Le fait que $[P(\alpha)]$ soit orthonormée implique que son inverse est égale à sa transposée.

$$[P(\alpha)]^{-1} = [P(\alpha)]^t \quad (\text{II.25})$$

La transformation inverse est définie par :

$$P(\alpha)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

II.9. MODELISATION DE LA MADA DANS LE REPERE DE PARK

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [V_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} [i_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [i_{s,abc}] \\ [i_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [i_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} [\phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)] \cdot [\phi_{s,abc}] \\ [\phi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)] \cdot [\phi_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Tel que :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_e \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_e \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_e - \omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_e - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases}$$

$$\theta_e = \theta_s = \theta + \theta_r$$

L'expression du couple électromagnétique peut être déterminée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} \quad (II.33)$$

Et sachant que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p \cdot \Omega_s \quad (II.34)$$

Nous pouvons donc donner une première relation pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot [(\Phi_{ds} \cdot i_{qs} - \Phi_{qs} \cdot i_{ds})] \quad (II.35)$$

On peut aussi établir d'autres expressions pour le couple :

$$\begin{cases} C_{em} = p \cdot (\Phi_{qr} \cdot i_{dr} - \Phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot M_{sr} \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qs}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\Phi_{qs} \cdot i_{dr} - \Phi_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (II.36)$$

Ces expressions pourront être à la base de recherche de stratégie de commande de la machine. Il est important de noter que si on utilise la transformation de Park ne conservant pas invariante la puissance électromagnétique on devra introduire dans ces équations le facteur multiplicateur $\frac{3}{2}$ [28].

Pour compléter le modèle nous pouvons ajouter la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation[3] :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r + C_r \quad (II.37)$$

II.9.1.Choix du référentiel de Park

Il est plus intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit à l'une des armatures, soit au champ tournant, selon les objectifs de l'application. Dans chacun de ces nouveaux référentiels, les équations de la machine sont plus simples que dans le référentiel quelconque [31].

II.9.1.1.Référentiel lié au stator

Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs[3] .

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

On aura le système d'équation suivant[3] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} + (\omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - (\omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

II.9.1.2.Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $(\omega_e = \omega)$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante. Il se traduit par la condition[3] :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega.$$

On aura le système d'équation suivant[3] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - (\omega) \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + (\omega) \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

II.9.1.3. Référentiel lié au champ tournant

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [32]. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines [31].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_g.$$

Le modelé de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit [3]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - (\omega_s) \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + (\omega_s) \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_g) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_g) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

II.10. MODELISATION SOUS FORME D'ETAT DE LA MADA

II.10.1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \\ [Y] = [C] \cdot [X] + [D] \cdot [U] \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: Matrice d'application de la commande.

[C] : Matrice de sortie (matrice d'observation).

[D]: Matrice de transmission directe.

[U]: Vecteur de commande.

$[\dot{X}]$: Vecteur d'état.

$[Y]$: Vecteur de sortie.

Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à réguler, (flux rotoriques ou statoriques, courants, vitesse, couple)[3] .

II.10.2.Modèle de la MADA alimentée en tension

Introduisons, pour le modèle complet de la machine, un vecteur d'état formé, en plus des quatre courants, de la vitesse et de la position angulaire. Le couple de charge sera considéré comme une entrée perturbatrice. L'entrée étant constituée des quatre tensions d'alimentation, ce nouveau vecteur d'état nous amène à la représentation suivante [28] :

$$\begin{bmatrix} -a_1 & (a_\omega + \omega_s) & a_3 & a_s \omega & 0 & 0 \\ -(a_\omega + \omega_s) & -a_1 & -a_s \omega & a_3 & 0 & 0 \\ a_4 & -a_6 \omega & -a_2 & (\omega_s + \omega/\sigma) & 0 & 0 \\ a_6 \omega & a_4 & -(\omega_s + \omega/\sigma) & -a_2 & 0 & 0 \\ -m_1 I_{qr} & m_1 I_{dr} & 0 & 0 & -m_2 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & (a_\omega + \omega_s) & a_3 & a_s \omega & 0 & 0 \\ -(a_\omega + \omega_s) & -a_1 & -a_s \omega & a_3 & 0 & 0 \\ a_4 & -a_6 \omega & -a_2 & (\omega_s + \omega/\sigma) & 0 & 0 \\ a_6 \omega & a_4 & -(\omega_s + \omega/\sigma) & -a_2 & 0 & 0 \\ -m_1 I_{qr} & m_1 I_{dr} & 0 & 0 & -m_2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & -b_3 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 & 0 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -m_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (II.42)$$

Avec :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma}, a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, a_2 = \frac{R_R}{\sigma L_R}, a_3 = \frac{R_R M_{sr}}{\sigma L_s L_R}, a_4 = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_R}, a_5 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s}, a_6 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_R}.$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, b_2 = \frac{1}{\sigma L_R}, b_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_R}.$$

$$m_1 = \frac{P^2 M_{sr}}{J}, m_2 = \frac{f}{j}, m_3 = \frac{P}{j}.$$

La relation (II.42) montre que la machine doublement alimentée est un système non linéaire dans la mesure où le couple est un produit croisé des courants dont se déduit la vitesse. En plus, ce système est non stationnaire car toutes les grandeurs sont susceptibles de varier en fonction du temps[3] .

II.11.MODELISATION DU SYSTEME D'ALIMENTATION

On utilise couramment des onduleurs de tension pour les entraînements à vitesses variables des moteurs asynchrones. 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.

La figure (II.4), illustre le schéma de l'association Convertisseurs–MADA. La figure (II.5), illustre le schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine[3] .

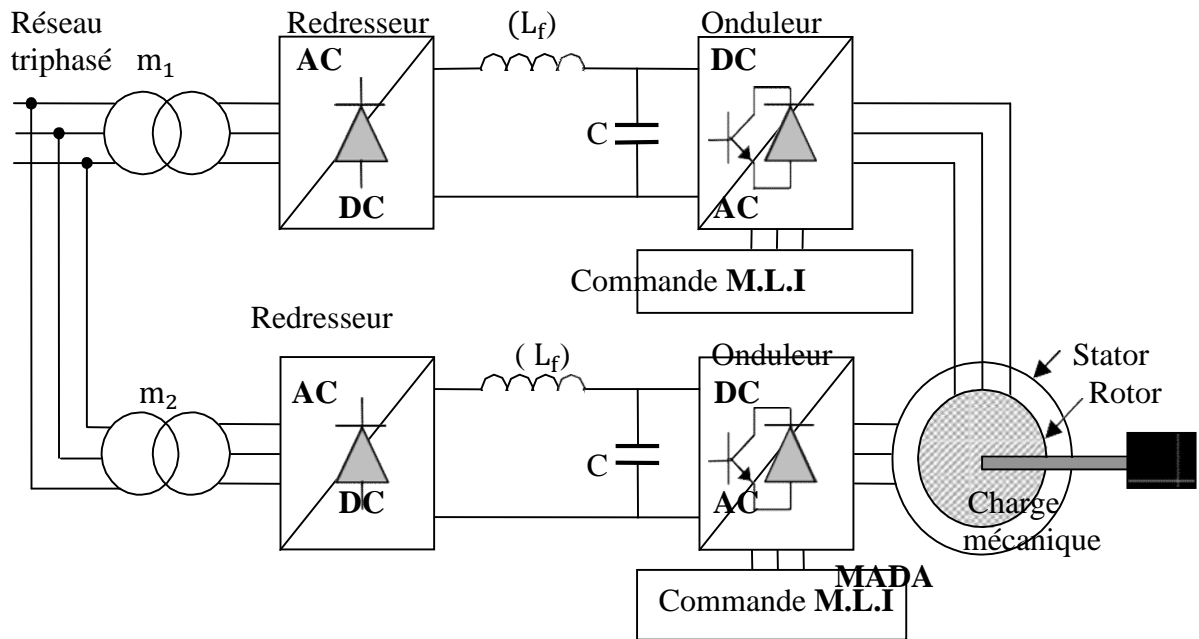


Figure II.4 : Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA[3] .

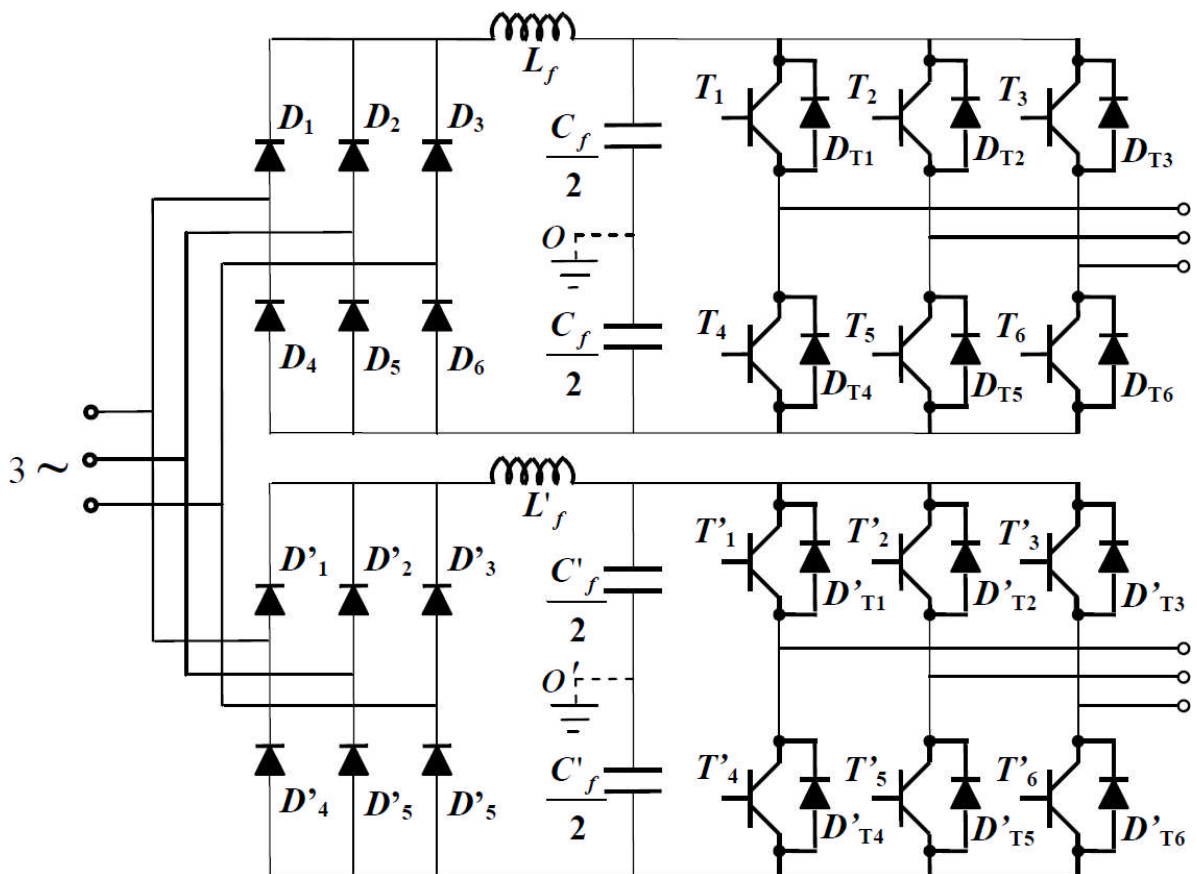


Figure II.5 : Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la MADA[3] .

Remarque

Dans notre étude, on suppose que tous les éléments constituant le circuit du système d'alimentation son parfaits. L'étude qui sera faite par la suite et qui concerne les différents convertisseurs constituant la chaîne d'alimentation est similaire pour le stator ainsi que pour le rotor[3] .

II.11.1.Modélisation du convertisseur alternatif – continu

- **Redresseur**

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif (alternatif/continue)[3] .

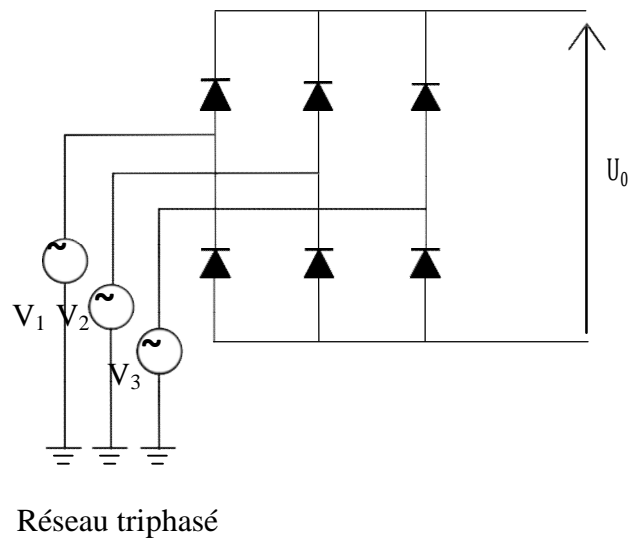


Figure II.6 : Structure du redresseur triphasé[3] .

Si nous considérons l'expression des tensions simples de la forme suivante[3] :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \cdot (\omega \cdot t) \\ V_2 = V_m \cdot (\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_m \cdot (\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Et que les diodes employées soit idéales, la tension redressée peut être déterminée par[3] :

$$V_0 = V_{moy} = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} V_m \left[\sin(\omega \cdot t) - \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \right] \cdot d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \quad (\text{II.44})$$

- **Filtre passe bas**

La tension obtenue en sortie du redresseur n'est pas sans ondulations, elle est donc superposée à une composante alternative, d'où la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'atténuer l'effet de cette composante. Un filtre passe bas est un quadripôle dont la tension de sortie doit être faiblement amortie pour le fondamental et le plus possible pour les harmoniques [28].

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur [33].

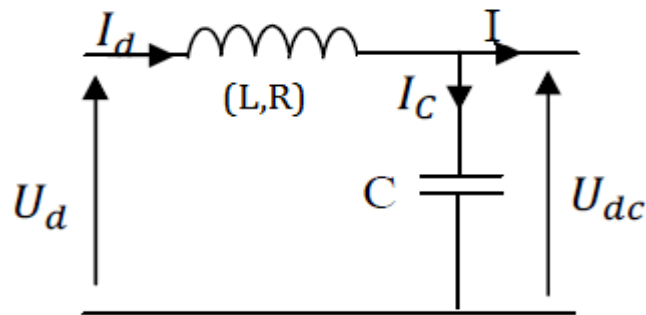


Figure II.7 : Structure du filtre LC passe bas[3] .

Les équations du filtre sont données par [3]:

$$U_d(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I(t)) \quad (\text{II.46})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par[3] :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtre}}{U_{redressée}} = \frac{1}{(\sqrt{L_f C_f S})^2 + 1} \quad (\text{II.47})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est[3] :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \times \frac{1}{2\pi} \quad (\text{II.48})$$

II.11.2. Modélisation du convertisseur continu – alternatif

- **Onduleur**

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué des cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé à l'interrupteur statique qui réalise la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements rotoriques de la machine. Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant[34].

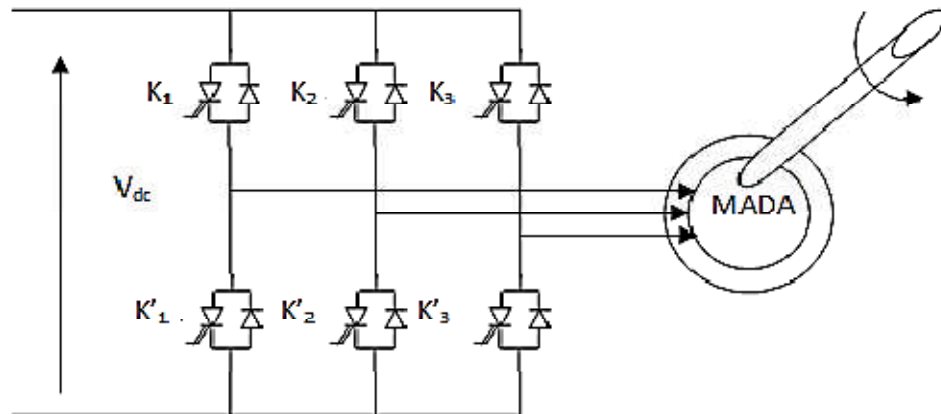


Figure II.8: Représentation schématique d'un onduleur de tension alimente le rotor de la MADA[34].

Les couples d'interrupteurs (K_1 et K'_1), (K_2 et K'_2), (K_3 et K'_3) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Nous pouvons remplacer les bras de l'onduleur par un interrupteur à deux position modélisées par

une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 s'il est ouvert figure (II.9) [35].

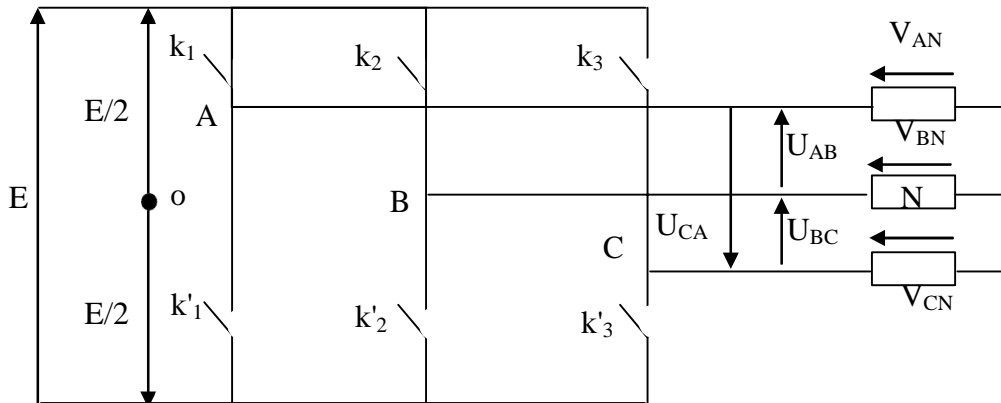


Figure II.9:Schéma simplifié de l'onduleur triphasé[34] .

- **Modulation de largeur d'Impulsion (MLI)**

Elle consiste à convertir une modulante tension de référence (au niveau de commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs. Le signal modulé est généré à la sortie de l'onduleur (au niveau de puissance). Le principe de modulation MLI repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation généralement de forme triangulaire)[1] .

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont : la naturelle, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirés), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis[34] .

II.12.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la MADA dans le repère de Park dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter).

La transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande.

CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MADA ET DE SON ALIMENTATION

La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Ces derniers et certains autres types de commandes sont le sujet du prochain chapitre.

CHAPITRE III

CHAPITRE III

Commande vectorielle de la MADA

III.1.INTRODUCTION

Depuis plusieurs années les recherches universitaires et industrielles ont été développées afin d'aboutir à un contrôle au variateur asynchrone équivalent a celui d'un moteur à courant continu[36] .

La MADA est la plus utilisée dans les applications industrielles, mais le seul souci avec cette machine est sa commande complexe car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [37].

Dans ce chapitre, nous allons présenter une étude sur la commande vectorielle de la MADA, et nous verrons ensuite un type de commande et de régulateur.

III.2.COMMANDE VECTORIELLE

Le découplage entre le couple et le flux est nécessaire, il est assuré par l'application de la commande vectorielle [38]. Cette commande présente une importance majeure du fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant, aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou ce de l'entrefer afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe d (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe q (composante qui contrôle le couple),le flux et le couple sont deux variables qui seront découplées et commandées indépendamment.

La commande FOC (Field Oriented Control) présente deux méthodes distinctes l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux [39] connue par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux [40] connue par DFOC. Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer suivant la source d'énergie [23] :

- Commande en tension ;
- Commande en courant.

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

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

Suivant la détermination de la position du flux :

- directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans notre cas, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du repère (d, q) suivant le flux statorique[24] .

III.3.THEORIE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

III.3.1.But et principe de la commande à flux orienté

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. 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 quelque 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[41] .

L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu est donnée par :

$$C_{em} = K_a \Phi (I_f) I_a \quad (III.1)$$

Où,

$\Phi(I_f)$: Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit.

On remarque qu'à flux constant, le couple peut être régulé par I_a . La production du couple et la création de flux sont indépendants. Nous avons l'objectif d'un pilotage vectoriel [42].

La commande par orientation de flux, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Les deux composantes i_{rd} et i_{rq} sont sensées être alors analogues respectivement au courant d'excitation et d'induit dans MCC [23].

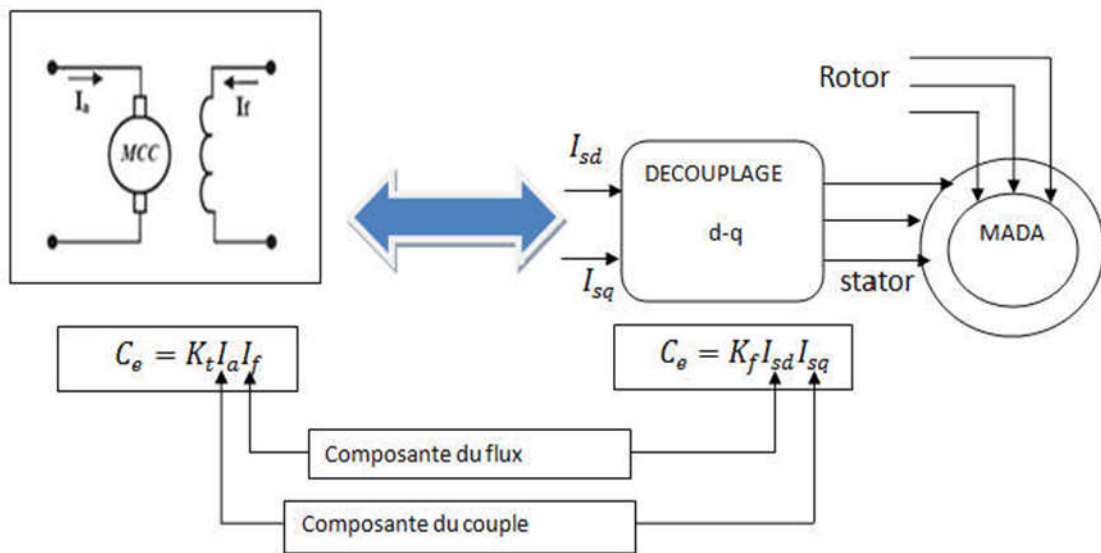


Figure III.1: Schéma de principe du découplage pour la MADA par analogie avec la MCC [43].

III.3.2. Orientation du flux rotorique

On rappelle d'abord le système d'équations différentielles de la machine[3] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - (\omega_s) \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + (\omega_s) \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_g) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_g) \phi_{dr} \end{cases} \quad (III.2)$$

Les équations liant les flux sont [3]:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (III.3)$$

Afin de réaliser la loi de commande nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe «d» figure (III.2). Par conséquent nous obtenons [3]:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (III.4)$$

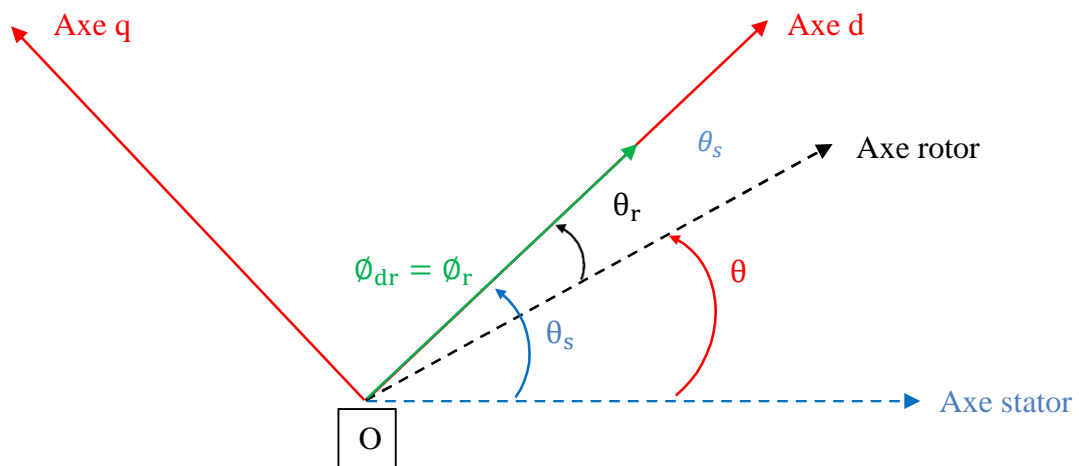


Figure III.2: Orientation du flux rotorique sur l'axe direct[3].

Donc :

$$\phi_{qr} = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} I_{qr} = -\frac{M_{sr}}{L_r} I_{qs} \\ I_{qs} = -\frac{L_r}{M_{sr}} I_{qr} \end{cases} \quad (III.5)$$

Une relation entre la composante en quadrature du flux statorique et le courant I_{qr} peut être formulée. On peut définir la relation entre le couple électromagnétique et ce même courant comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{qs} = -\sigma \frac{L_s L_r}{M_{sr}} I_{qr} \\ C_{em} = p M_{sr} (I_{qs} I_{dr} - I_{dr} I_{qs}) = -p \phi_{dr} I_{qr} \end{cases} \quad (III.6)$$

En se basant sur un point de fonctionnement défini par un couple électromagnétique C_{em} , les équations (III.5) et (III.6) permettent de régler les courants I_{qs} et I_{qr} [3] .

Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir :

1. La méthode directe (en anglais : **D**irect **F**ield **O**riented **C**ontrol ou **DFOC**).
2. La méthode indirecte (en anglais : **I**ndirect **F**ield **O**riented **C**ontrol ou **IFOC**) [28] .

III.3.2.1. Méthode directe de la commande vectorielle

Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux rotorique (module et argument) est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique θ_s est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotorique (figure (III.3)) [28] .

Considérons le diagramme vectoriel suivant [28]:

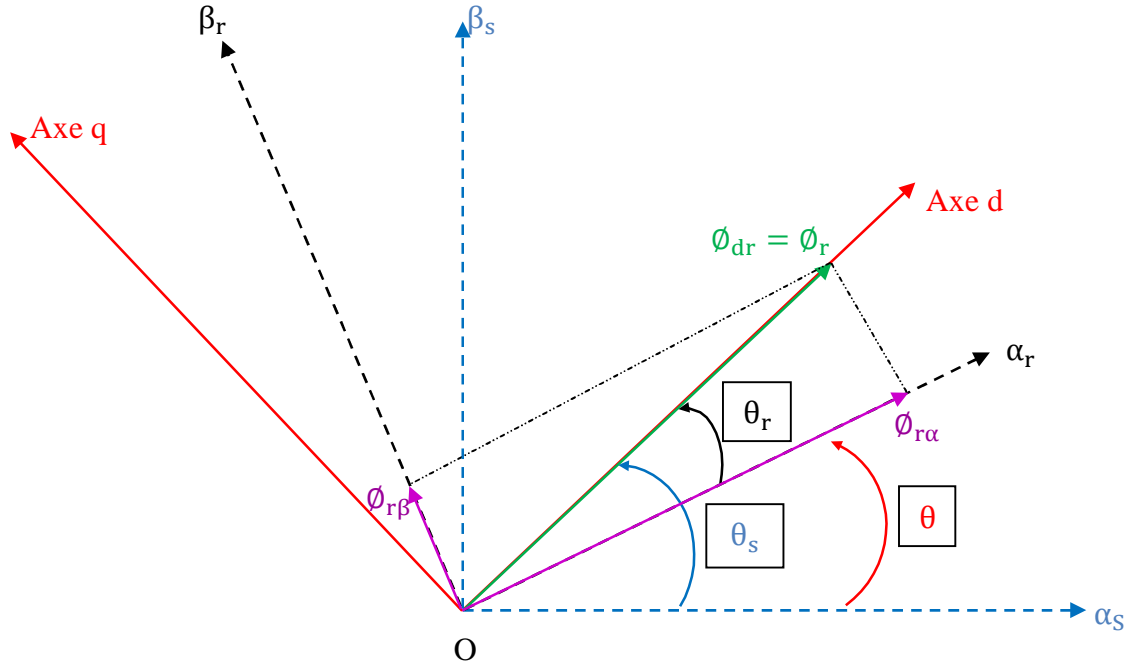


Figure II.3 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle directe[3] .

Si les flux rotoriques sont connus (mesurés ou estimés), le module et l'angle du vecteur du flux rotorique (généralement appelé position du rotor) sont donnés par [28]:

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \text{ et } \theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{III.7})$$

En effet, comme $\sin(\theta_s)$ et $\cos(\theta_s)$ sont nécessaires pour la transformation de Park, ceux-ci peuvent être trouvés directement par (voir figure (III.3))[28] :

$$\sin \theta_s = \frac{\phi_{r\beta}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \quad (\text{III.8})$$

$$\cos \theta_s = \frac{\phi_{r\alpha}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \quad (\text{III.9})$$

III.3.2.2.Méthode indirecte de la commande vectorielle

La commande indirecte n'emploie pas de capteurs de flux et contrairement à la commande par contrôle direct, elle ne nécessite ni mesure, ni estimation du module du flux rotorique, mais elle utilise directement sa grandeur de référence ϕ_{rd}^* . On l'obtient par une relation de défluxage exprimée de la manière suivante :

$$\phi_{rd}^* = \begin{cases} \phi_r & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_{rn} \cdot \frac{\phi_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Où : ϕ_{rn} est le flux de référence nominal, Ω est la vitesse mécanique et Ω_n sa valeur nominale [28].

Ce contrôle par défluxage assure un flux rotorique constant pour les vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale, et une diminution hyperbolique en survitesse. Et donc au delà du seuil nominal de la vitesse, le couple maximal imposé sera plus faible.

Dans cette méthode, la position θ_s est déterminée par intégration de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique. En effet, la pulsation de glissement peut être exprimée par la relation suivante :

$$\omega_r = (V_{qr}^* + \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r} I_{qs}^*) \frac{1}{\phi_{dr}^*} \quad (\text{III.11})$$

Et considérant la loi d'autopilotage :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \Rightarrow \omega_s = \omega + \omega_r = p \cdot \Omega + \omega_r \quad (\text{III.12})$$

On peut écrire en intégrant cette équation :

$$\theta_s = \int \omega_r \cdot dt = \int (p \cdot \Omega + (V_{qr}^* + \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r} I_{qs}^*) \cdot \frac{1}{\phi_{dr}^*}) \cdot dt \quad (\text{III.13})$$

Ceci montre clairement que pour la structure de la commande indirecte aucune mesure n'est nécessaire.

À cause de leur performance technique (control du flux), la méthode directe d'orientation du flux rotorique sera l'objet de l'étude et l'élaboration dans les prochaines sections[28] .

III.4.MISE EN OEUVRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA MADA

III.4.1.Magnétisation de la MADA

La magnétisation de la machine permet d'imposer le module du flux rotorique. Elle peut être réalisée de différentes manières[3] :

- soit par le stator seul [3]:

$$I_{dr} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{dr} = M_{sr}I_{ds} \quad (\text{III.14})$$

Remarque 1

Dans la suite de notre étude nous choisissons la première méthode de magnétisation c'est-à-dire une magnétisation par le stator [3].

- soit par le rotor seul [3] :

$$I_{ds} = 0 \Leftrightarrow \Phi_{dr} = L_r I_{dr} \quad (\text{III.15})$$

- soit de façon mixte à la fois par le stator et par le rotor[3] :

$$\Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \quad (\text{III.16})$$

La figure (III.4) illustre la représentation vectorielle de l'ensemble des grandeurs caractéristiques de la MADA. Les vecteurs tensions \vec{V}_r et courants \vec{I}_r rotoriques sont colinéaires (V_{dr} et I_{dr} nuls en régime permanent), donc le facteur de puissance au rotor est unitaire. Les composantes directes du flux rotorique et du courant statorique montrent d'un côté l'orientation du flux rotorique et de l'autre côté la magnétisation de la machine par le stator. Nous remarquons aussi le découplage entre le couple et le flux dans la machine [28].

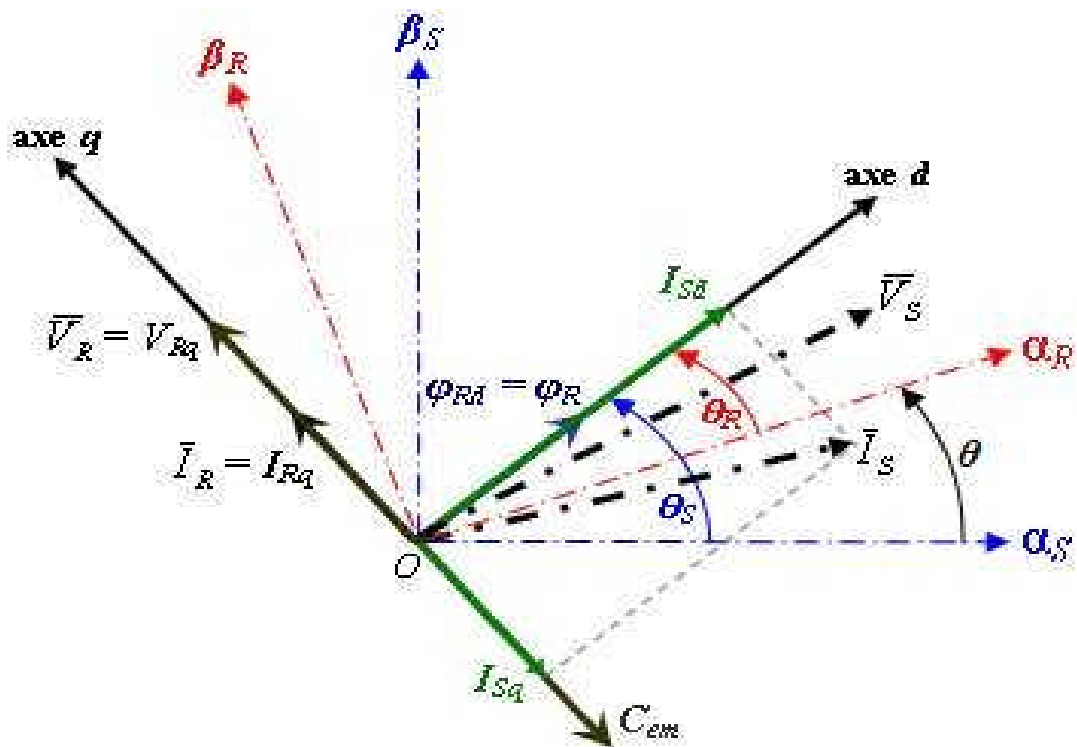


Figure III.4 : Diagramme vectoriel de la MADA correspondant à une magnétisation par le stator[28] .

III.5.DEFLUXAGE

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une part, ce bloc permet en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante (III.17)[41] .

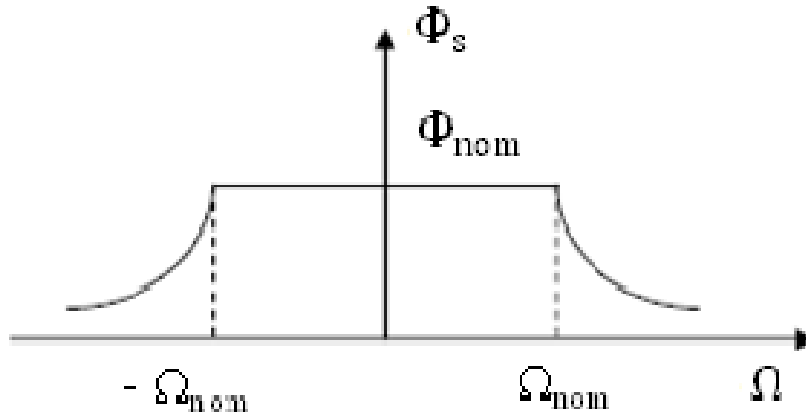


Figure III.5 : Le bloc de défluxage[24] .

$$\Phi_s = \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| \leq |\Omega_{nom}| \quad (III.17)$$

$$\Phi_s = \frac{|\Omega_{nom}|}{|\Omega|} \Phi_{nom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega| \geq |\Omega_{nom}| \quad (III.18)$$

Ω_{nom} : Vitesse nominale.

Φ_{nom} : Flux statorique nominale[41] .

III.6.CONTROLE DES COURANTS ET TERMES DE COMPENSATION

III.6.1.Méthodes existantes

a. Première méthode

Cette méthode a été introduite par D. LECOQ. Elle demande l'utilisation de quatre correcteurs de courant[3] .

Dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes d et q, il définit des nouvelles tensions transformées comme suit [16] :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{dr} \\ V_{tdr} = V_{dr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{ds} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{tqs} = V_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{qr} \\ V_{tqr} = V_{qr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (III.19)$$

En se basant sur l'orientation du flux rotorique et en imposant un facteur de puissance unitaire au rotor, nous aurons [28] :

$$\begin{cases} \phi_{qr} = 0 \Rightarrow I_{qr} = -\frac{M_{sr}}{L_r} I_{qs} \\ I_{dr} = 0 \\ I_{ds} = \frac{\phi_{dr}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (III.20)$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{tds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{dr} - \phi_{qs} \omega_s + \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{qr} (\omega_s - \omega) \\ V_{tqs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - R_r \frac{M_{sr}}{L_r} I_{qr} + \phi_{ds} \omega_s - \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{dr} (\omega_s - \omega) \\ V_{tdr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{ds} - \phi_{qr} (\omega_s - \omega) + \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{qs} \omega_s \\ V_{tqr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} - R_s \frac{M_{sr}}{L_s} I_{qs} + \phi_{dr} (\omega_s - \omega) - \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_{ds} \omega_s \end{cases} \quad (III.21)$$

Soit :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{tdsc} + V_{tdsc1} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + V_{tdsc1} \\ V_{tqs} = V_{tqsc} + V_{tqsc1} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + V_{tqsc1} \\ V_{tdr} = V_{tdrc} + V_{tdrc1} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + V_{tdrc1} \\ V_{tqr} = V_{tqrc} + V_{tqrc1} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + V_{tqrc1} \end{cases} \quad (III.22)$$

Où V_{tdsc1} , V_{tqsc1} , V_{tdrc1} et V_{tqrc1} sont considérés comme des termes de compensation. Cette méthode nous donne la même fonction de transfert entre les courants et les tensions d'un même axe au stator ainsi qu'au rotor, comme le montre l'équation (III.23) [3]:

$$\begin{cases} \frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \\ \frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdr}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r s} \end{cases} \quad (III.23)$$

Le schéma de régulation associé à chacun des quatre courants est donné par la figure suivante [3] :

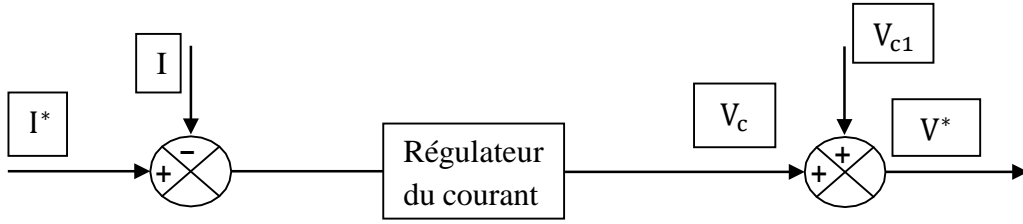


Figure III.6 : Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ[3] .

Dans cette configuration, le flux est imposé par le courant I_{ds} alors que le couple est l'image inverse du courant I_{qr} [3].

Comme annonçait son auteur, cette méthode donne des résultats très satisfaisants pour des fréquences rotoriques faibles [16]. De plus, le flux simulé est légèrement sensible aux variations paramétriques de la machine surtout à l'instant d'application d'une consigne de couple ou de vitesse, ce problème est essentiellement lié à la saturation des correcteurs de courants [28].

b. Deuxième méthode

Cette méthode a été introduite par D. RAMUZ pour régler les courants côté rotor et de garder les courants au stator sans régulation. Dans son travail il a étudié plusieurs possibilités d'orientation du flux dans la machine. Nous nous intéressons particulièrement à l'orientation du flux au stator avec le partage du courant magnétisant entre les deux côtés.

Le système d'équations liant les tensions aux courants, avec toutes les grandeurs ramenées au stator (l'indice « ' » est associé aux grandeurs ramenées), est donné par [16] :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{R_s}{2} I'_d + \frac{(L_s + M'_{sr})}{2} \frac{dI'_d}{dt} \\ V_{qs} = -\frac{M'_{sr}}{L_s} R_s I'_{qr} + \frac{(L_s + M'_{sr})}{2} \omega_s I'_d \\ V'_{dr} = \frac{R'_r}{2} I'_d + \frac{(L_s + M'_{sr})}{2} \frac{dI'_d}{dt} - \sigma L'_r \omega_r I'_{qr} \\ V'_{qr} = R'_r I'_{qr} + \sigma L'_r \frac{dI'_{qr}}{dt} + \frac{(L_s + M'_{sr})}{2} \omega_r I'_d \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$I_{ds} = I'_{dr} = \frac{I'_d}{2} \quad \text{et} \quad \phi_{qs} = 0 \Rightarrow I_{qs} = -\frac{M'_{sr}}{L_s} I'_{qr} \quad (\text{III.25})$$

En prenant comme termes de compensation les quantités suivantes [3]:

$$V'_{drc} = -\sigma L'_r \omega_r I'_{qr} \quad V'_{qrc} = \frac{L_s + M'_{sr}}{2} \omega_r I'_d \quad (\text{III.26})$$

Nous obtenons pour les courants rotoriques les fonctions de transfert suivantes[3] :

$$\frac{I'_{dr}(s)}{V'_{dr}(s)} = \frac{1}{R'_r + (L_s + M'_{sr})s} \quad \text{et} \quad \frac{I'_{qr}(s)}{V'_{qr}(s)} = \frac{1}{R'_r + \sigma L'_r s} \quad (\text{III.27})$$

Pour le stator, le fonctionnement se fait en boucle ouverte en calculant les tensions de référence comme suit [3]:

$$V_{ds}^* = \frac{R_s}{2} I'_d{}^* = R_s I'_{dr}{}^* \quad ; \quad V_{qs}^* = -\frac{M'_{sr}}{L_s} R_s I'_{qr}{}^* + (L_s + M'_{sr}) \omega_s I'_{dr}{}^* \quad (\text{III.28})$$

Le schéma de régulation retenu, pour les courants au rotor, sera donné comme suit [3]:

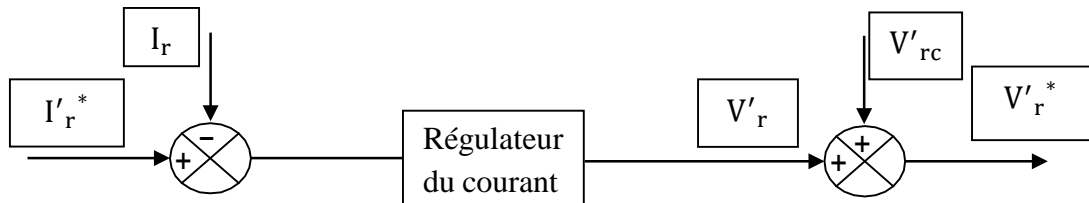


Figure III.7 : Schéma de régulation d'un courant au rotor par la méthode de RAMUZ[3] .

Dans cette méthode, les composantes des tensions sont calculées à partir d'un modèle statorique. Ce type de commande impose un point de fonctionnement donné, laissant le soin aux régulateurs de maîtriser la dynamique générale du moteur. Dans le cas où la linéarité magnétique de la machine n'est plus respectée, une courbe donnant le flux en fonction de la vitesse mesurée sert à déterminer le courant de magnétisation général [3].

Dans cette deuxième méthode, la dynamique des courants au rotor est seulement contrôlée, les courants au stator sont laissés en boucle ouverte. En plus les courants au rotor ne

présentent pas la même constante de temps. Lors de l'étude de l'effet des variations paramétriques, le flux et le couple présentent une dynamique trop perturbée et peuvent même diverger si les variations dépassent les 50 % [16].

c. Troisième méthode

Cette méthode a été proposée par R. GHOSN afin de calculer les termes de compensation et faire la régulation des courants. La méthode est basée sur quatre boucles de correction, une orientation des axes suivant le flux au rotor et un facteur de puissance unitaire au rotor [3].

En respectant les conditions citées ci-dessus, on peut écrire[3] :

$$I_{dr} = 0 \quad \text{et} \quad \phi_{qr} = 0 \Rightarrow C_{em} = -p\phi_{dr}I_{qr} = -pM_{sr}I_{ds}I_{qr} \quad (\text{III.29})$$

Le flux rotorique suivant l'axe d est donné par[3] :

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{sr} I_{ds} \quad (\text{III.30})$$

En définissant un courant magnétisant rotorique de la forme[3] :

$$I_{mr} = I_{ds} + \frac{L_r}{M_{sr}} I_{dr} \quad (\text{III.31})$$

Nous aurons :

$$\phi_{dr} = M_{sr} I_{mr} \quad (\text{III.32})$$

Pesons :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} + V_{dsc1} \\ V_{qs} = V_{qs1} + V_{qsc1} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{dr} = V_{dr1} + V_{drc1} \\ V_{qr} = V_{qr1} + V_{qrc1} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr1} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr1} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{dsc1} = -\omega_s I_{ds} \phi_{qs} \\ V_{qsc1} = \omega_s \phi_{ds} \\ V_{drc1} = -\omega_r \phi_{qr} \\ V_{qrc1} = \omega_r \phi_{dr} \end{cases}$$

(III.34)

Où V_{xyc1} sont les termes de compensation définis à partir du fonctionnement en régime permanent. En appliquant la transformée de Laplace aux équations et en cherchant à exprimer I_{mr} en fonction de V_{ds1} et V_{dr1} , nous obtenons[3] :

$$\begin{cases} I_{dr}(s) = \frac{\frac{(1+T_s s)}{R_r}}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{dr1}(s) - \frac{\frac{M_{sr} s}{R_s R_r}}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{ds1}(s) \\ I_{mr}(s) = \frac{\frac{T_r}{M_{sr}}(1+\sigma T_s s)}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{dr1}(s) - \frac{\frac{1}{R_s}}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_s T_r s^2} \cdot V_{ds1}(s) \end{cases} \quad (III.35)$$

Un calcul identique nous donne les fonctions de transfert suivant l'axe q. Le schéma de régulation et du découplage sera donné à la figure (III.8)[3] .

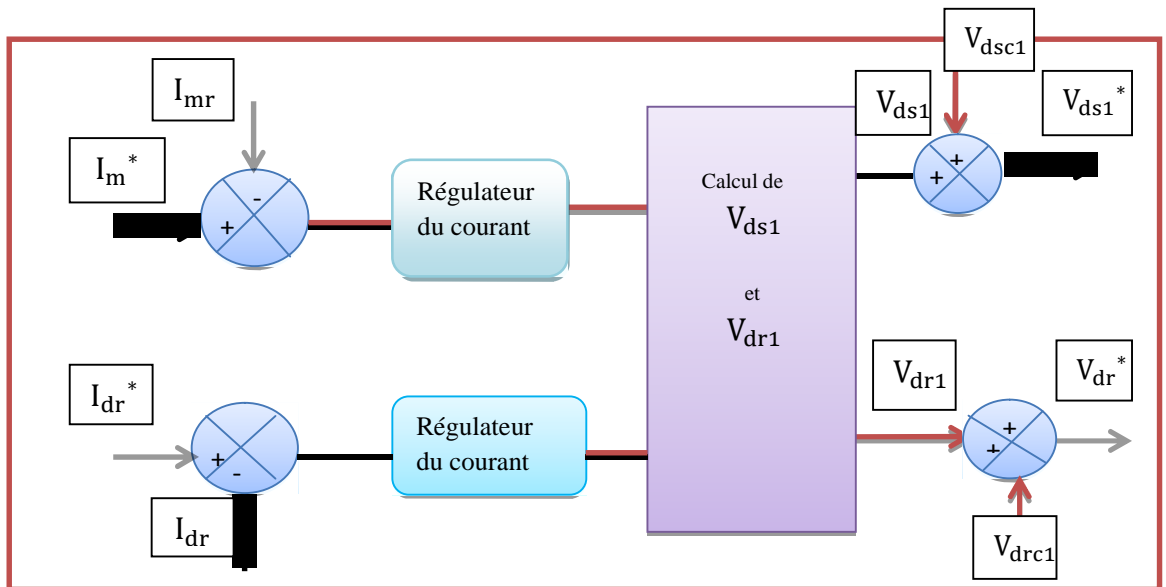


Figure III.8 : Schéma de régulation des deux courants par la méthode de GHOSN[3] .

Comme annonçait son auteur, cette méthode est caractérisée par une dynamique des courants et du flux mieux contrôlée que pour les méthodes précédentes. Ainsi qu'elle est peu sensible aux variations paramétriques. Par contre, elle présente des fonctions de transfert lourdes à manipuler et un calcul des tensions de référence en deux étapes. Ce qui rend leur utilisation assez limitée[3] .

Remarque 2

La méthode de découplage par compensation (méthode de LECOCQ) est retenue dans ce travail pour assurer le découplage des courants. Cette dernière est très utilisée en pratique à cause de leurs performances techniques et leur simplicité de mise en œuvre[3] .

III.6.2. Commande vectorielle avec découplage par compensation

En se basant sur l'expression (III.23), les fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe sont données par[3] :

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \tag{III.36}$$

$$\frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdr}(s)} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r s} \tag{III.37}$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre et quasi-identiques ; chacune est une fonction des paramètres de la machine (du rotor et du stator respectivement) [3].

Les références des courants à réguler pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor sont[3] :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{1}{M_{sr}} \phi_{dr}^* \\ I_{dr}^* = 0 \end{cases}, \quad \begin{cases} I_{qs}^* = \frac{L_r}{p \cdot M_{sr} \cdot \phi_{dr}^*} C_{em}^* \\ I_{qr}^* = -\frac{1}{p \cdot \phi_{dr}^*} C_{em}^* \end{cases} \tag{III.38}$$

Alors, on peut représenter la structure de la régulation des courants comment le montre les figures (III.9) et (III.10)[3] .

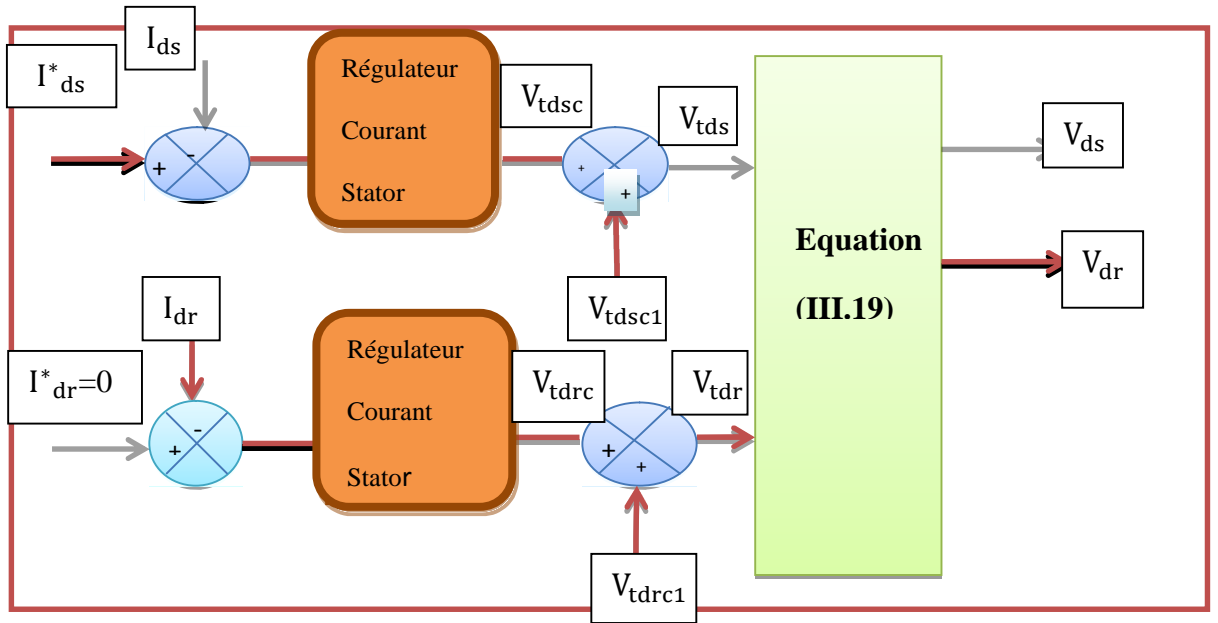


Figure III.9 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe d[3] .

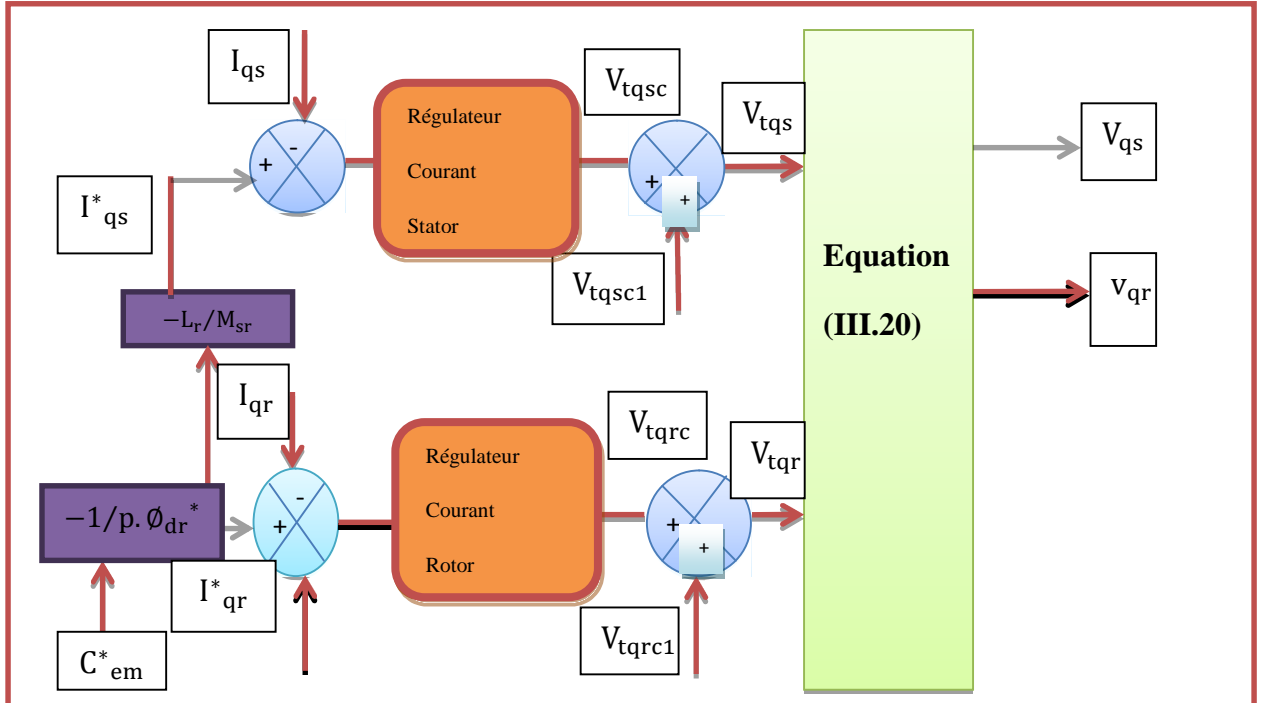


Figure III.10 : Régulation des courants statoriques et rotoriques de l'axe q[3] .

Dans la commande conventionnelle, le couple électromagnétique C_{em} et les courants sont contrôlés par des correcteurs de type PI. En tenant compte de l'alimentation en tension de la MADA, les grandeurs de commande sont les tensions V_{ds}, V_{qs}, V_{dr} et V_{qr} [28]. Pour la partie onduleurs, les tensions de référence ($V_{sa}^*, V_{sb}^*, V_{sc}^*$) et ($V_{ra}^*, V_{rb}^*, V_{rc}^*$) sont calculées par la transformation inverse de Park à partir des grandeurs ($V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}, \theta_s$ et θ_r).

Nous pouvons envisager le schéma de principe de régulation donné par la figure (III.11)[3] .

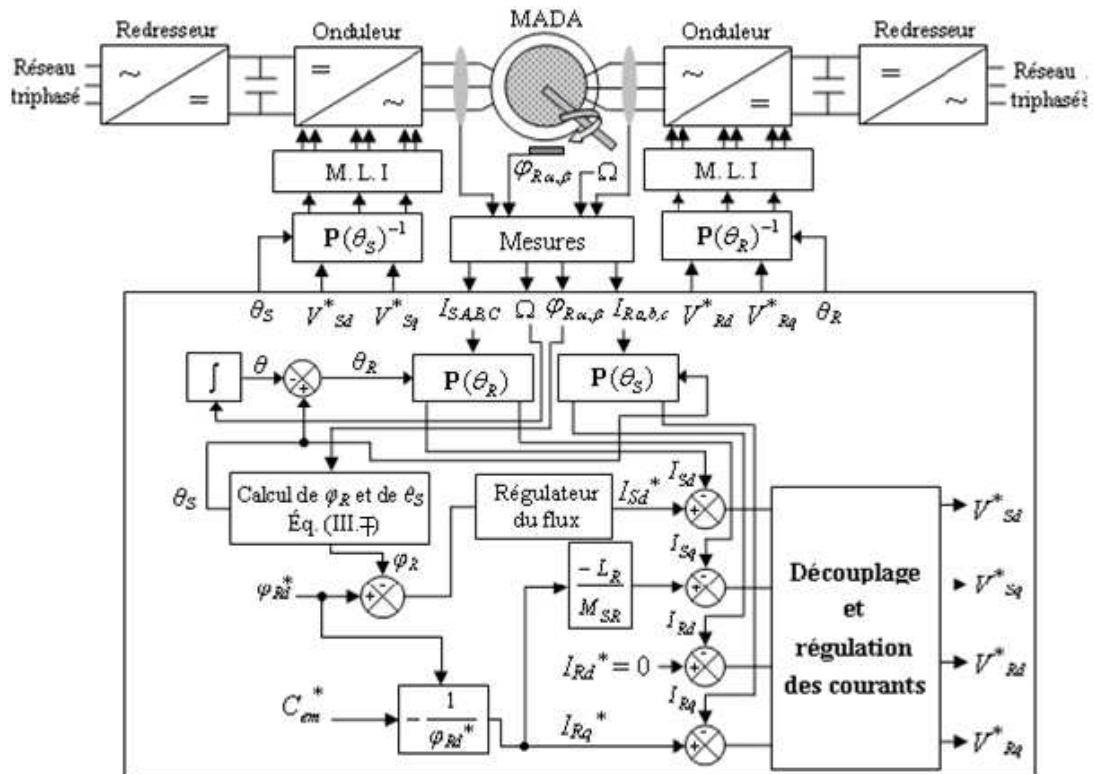


Figure III.11 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA[3] .

III.6.3. Calcul des correcteurs

Pour le système de réglage des courants, 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[28] .

III.6.3.1. Correcteurs des courants statoriques

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes statoriques de chaque axe de la MADA[28] :

$$\frac{I_{qs}(s)}{V_{tqsc}(s)} = \frac{I_{ds}(s)}{V_{tds}(s)} = \frac{1/R_s}{1+\sigma T_s \cdot s} \tag{III.39}$$

Avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$.

Les composantes du courant statorique (I_{ds} , I_{qs}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (III.12)[28] .

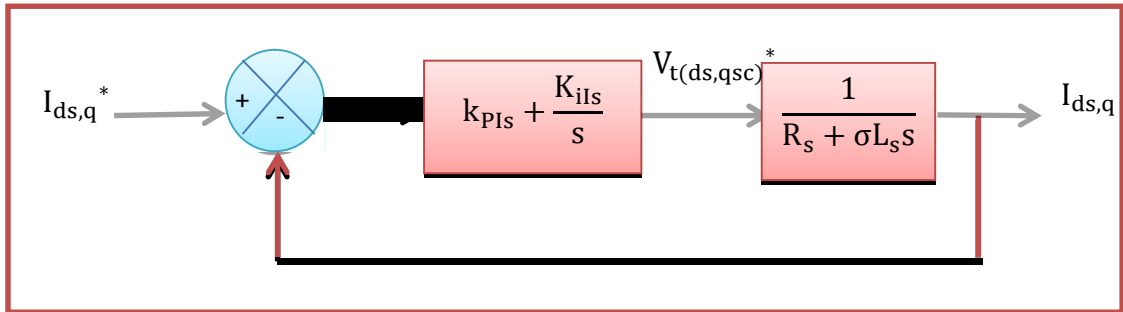


Figure III.12 : Schéma bloc de régulation des courants statoriques[28] .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit [28]:

$$H_{I_s}(s) = \frac{I_{ds,q}}{I_{ds,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{pI_s} \cdot s + K_{iI_s})}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + K_{pI_s} / R_s}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{iI_s}}{\sigma T_s R_s}} \tag{III.40}$$

Le dimensionnement des correcteurs est fait à l'aide du principe l'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (III.40) est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative. Pour avoir plus de souplesse dans le choix des dynamiques de régulation[28] .

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2 \tag{III.41}$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres des correcteurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 [28] .

Par identification entre les équations (III.40) et (III.41), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur PI [28]:

Tableau III.1 : Paramètres des correcteurs des courants statoriques[28] .

	K_{pI_s}	K_{iI_s}
Correcteur PI	$(2 \xi \omega_0 \sigma T_s - 1) \cdot R_s$	$\omega_0^2 \sigma T_s R_s$

III.6.3.2. Correcteurs des courants rotoriques

On rappelle la fonction de transfert reliant les composantes rotoriques de chaque axe de la MADA [28]:

$$\frac{I_{qr}(s)}{V_{tqrc}(s)} = \frac{I_{dr}(s)}{V_{tdrc}(s)} = \frac{1/R_r}{1 + \sigma T_r s} \quad (III.42)$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

La même chose que pour la partie statorique, les composantes du courant rotorique (I_{dr}, I_{qr}), ont la même boucle de régulation donnée par la figure (III.13)[28] .

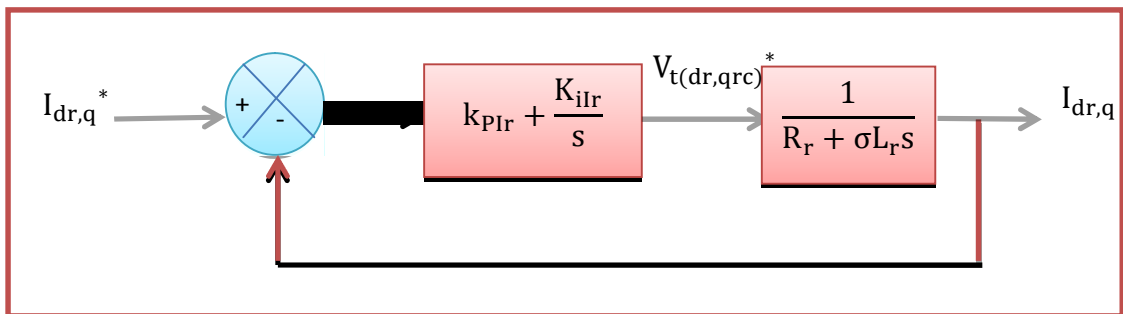


Figure III.13: Schéma bloc de régulation des courants rotoriques[28] .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit[28] :

$$H_{I_r}(s) = \frac{I_{dr,q}}{I_{dr,q}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_r R_r} (K_{pI_r} s + K_{iI_r})}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{pI_r} / R_r}{\sigma T_r} \right) + \frac{K_{iI_r}}{\sigma T_r R_r}} \quad (III.43)$$

La même procédure effectuée pour les correcteurs des courants statoriques est appliquée aux correcteurs des courants rotoriques. Les paramètres des correcteurs sont donc les mêmes. Ils sont donnés dans le tableau (III.2)[28] .

Tableau III.2 : Paramètres des correcteurs des courants rotoriques[28] .

	K_{pI_r}	K_{iI_r}
Correcteur PI	$(2 \xi \omega_0 \sigma T_r - 1) \cdot R_r$	$\omega_0^2 \sigma T_r R_r$

III.6.3.3. Correcteur du flux ϕ_{dr}

La boucle externe est consacrée à la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale.

Le schéma bloc de la chaîne de régulation du flux rotorique est donné à la figure (III.14)[28] .

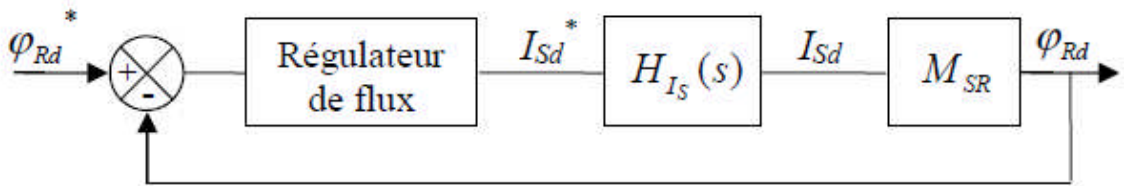


Figure III.14 : Schéma bloc de régulation du flux rotorique[28] .

La fonction de transfert en boucle ouverte du flux est donnée par[28] :

$$G_{\phi}(s) = M_{sr} \cdot C_{\phi}(s) \cdot H_{I_s}(s) = C_{\phi}(s) \frac{M_{sr}}{1 + \tau_i s} \quad (III.44)$$

Où H_{I_s} est la fonction de transfert en boucle fermée du courant statorique et τ_i est sa constante de temps.

La boucle du flux doit répondre au cahier de charges suivant :

- Erreur statique nulle.
- Temps de réponse plus grand que celui du courant et inférieur à celui de la vitesse.
- Amortissement quasi-unitaire[28] .

Le choix d'un correcteur à action proportionnelle et intégrale (PI) répondra bien à ce cahier de charges. Soit[28] :

$$C_{\phi}(s) = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \quad (\text{III.45})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit [28]:

$$H_{\phi}(s) = \frac{\phi_{dr}}{\phi_{dr}^*} = \frac{\frac{M_{sr}}{\tau_i}(K_{p\phi} \cdot s + K_{i\phi})}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + K_{p\phi} M_{sr}}{\tau_i} \right) + \frac{M_{sr} K_{i\phi}}{\tau_i}} \quad (\text{III.46})$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du correcteur seront [28]:

Tableau III.3 : Paramètres du correcteur du flux rotorique[28] .

	K _{pφ}	K _{iφ}
Correcteur PI	$(2 \xi \omega_0 \tau_i - 1) / M_{sr}$	$\omega_0^2 \tau_i / M_{sr}$

III.7.ETUDE DE LA REGULATION

III.7.1.Objectifs de la régulation

Bien que la dynamique du dispositif éolien soit relativement lente par rapport à l'évolution des grandeurs électriques, les régulateurs de la commande vectorielle seront calculés de façon à obtenir les performances les plus élevés possibles tant au niveau de la dynamique qu'à celui de la robustesse et de rejet des perturbations. Au cours de la synthèse de ces régulateurs, nous ferons en sorte d'obtenir une dynamique électrique du système aussi rapide que l'autorise la fréquence de la MLI du convertisseur rotorique, ceci dans l'optique de l'insertion du dispositif

dans un système éolien à vitesse variable ou dans un autre système utilisant la MADA en tant que génératrice [44].

Les lois de commande élaborées doivent autoriser cette dynamique sans engendrer des dépassements qui peuvent nuire à la durée de vie de la machine et des convertisseurs.

Elles devront également opérer un bon rejet des perturbations qui peuvent être nombreuses sur un tel système étant donné la complexité et le nombre important de capteurs mis en jeu. Enfin, elles devront satisfaire aux exigences de robustesse face aux variations des paramètres qui peuvent intervenir dans les machines électriques notamment à cause des variations de la température et de l'effet de saturation.

La consigne de la puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire coté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de la puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal [45].

III.7.2.Mise en œuvre de la régulation

III.7.2.1.Régulation de vitesse de la MADA

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur [46].

Une des solutions qui peuvent être utilisées pour remédier ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme [28]:

$$\frac{\Omega_f^*}{\Omega^*} = \frac{1}{1+s.T_f} \quad (\text{III.47})$$

Où : Ω_f^* est la vitesse de référence filtrée, T_f est la constante du temps du filtre[28] .

1) Synthèse du régulateur PI

Les régulateur PI utilisé pour le réglage des puissances active, réactive et des courants i_{dr} i_{qr} . Offre plusieurs avantages notamment la rapidité et la simplicité à mettre en oeuvre, ainsi qu'il offre des performances acceptables à la régulation du système considéré [13].

2) Synthèse du correcteur PI de vitesse

L'équation mécanique de la MADA est de la forme[28] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (III.48)$$

Avec :

J: moment d'inertie de la MADA.

f : Coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide.

C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Nous rappelons que notre commande est celle d'un contrôle à flux rotorique orienté, donc on a :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M_{sr} \cdot \phi_{dr}}{L_r} \cdot I_{qs} \quad (III.49)$$

Comme nous procédons à la magnétisation de la machine avant l'application d'une consigne de vitesse, nous avons donc le droit de remplacer ϕ_{dr} par sa référence ϕ_{dr}^* dans la relation (III.49).

Soit :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M_{sr} \cdot \phi_{dr}}{L_r} \cdot I_{qs} = \frac{p \cdot M_{sr} \cdot \phi_{dr}^*}{L_r} \cdot I_{qs} = K_{em} \cdot I_{qs} \quad (III.50)$$

Et :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = K_{em} \cdot I_{qs} - f \cdot \Omega - C_r \quad (III.51)$$

En appliquant la transformée de Laplace à cette dernière équation, nous trouvons :

$$\Omega(s) = \frac{K_{em} \cdot K_m}{1 + T_m \cdot s} \cdot I_{qs}(s) - \frac{K_m}{1 + T_m \cdot s} \cdot C_r(s) \quad (III.52)$$

Avec :

$$K_m = \frac{p}{f} \quad \text{et} \quad T_m = \frac{J}{f}$$

$C_r(s)$ joue le rôle d'une entrée perturbatrice pour la vitesse, l'entrée principale étant $I_{qs}(s)$.

Ainsi, le schéma bloc de la régulation sera conforme à celui de la figure (III.15)[28] .

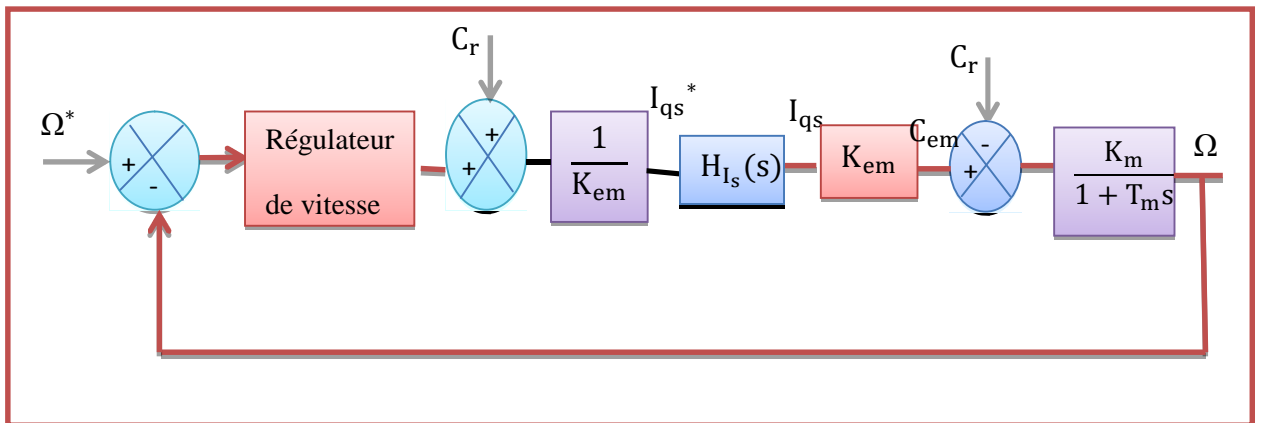


Figure III.15 : Chaîne de régulation de la vitesse[28] .

Dans ce schéma, $H_{I_s}(s)$ est la fonction de transfert en boucle fermée du courant I_{qs} .

Le cahier de charges choisi pour la correction de la vitesse impose :

- Une erreur nulle par rapport à une entrée en échelon.
- Une chute relative de la vitesse inférieure à 5% de la vitesse pour un échelon de couple nominal.
- Un dépassement inférieur à 5% pour une consigne de vitesse nominale.
- Effet nul d'un couple de charge en régime permanent.

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour cette boucle seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles des courants[28] .

La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse corrigée est donnée par[28] :

$$G_{\Omega}(s) = C_{\Omega}(s) \cdot H_{I_s}(s) \cdot \frac{K_{em} \cdot K_m}{1 + T_m \cdot s} \quad (III.53)$$

Un correcteur PI vérifiera le cahier de charges exigé, avec[28] :

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} \left(1 + \frac{1}{K_{i\Omega} \cdot s} \right) \quad (III.54)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par[28] :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\Omega} \cdot s + K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1 + K_m \cdot K_{p\Omega}}{T_m} \right) + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega}}{T_m}} \quad (III.55)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI [28]:

Tableau III.4: Paramètres du correcteur PI de la vitesse[28] .

	$K_{p\Omega}$	$K_{i\Omega}$
Correcteur PI	$(2\xi\omega_0 T_m - 1)/K_m$	$\omega_0^2 T_m / K_m$

III.7.3. Schéma de régulation de vitesse de la MADA

Le schéma de principe adopté pour l'alimentation et la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double alimentation est représenté par la figure (III.16). Nous rappelons que la machine fonctionne avec deux onduleurs à IGBT avec une porteuse de fréquence de 1 kHz.

On a adopté pour les quatre courants un découplage avec la méthode de LECOQ (par compensation) avec :

Une magnétisation par le courant statorique de la machine.

Un correcteur de type PI assure la régulation de la vitesse de la machine.

Nous avons pour la commande:

- quatre capteurs de courants au stator et au rotor.
- un capteur de flux.
- un capteur de vitesse.
- un capteur de position[3] .

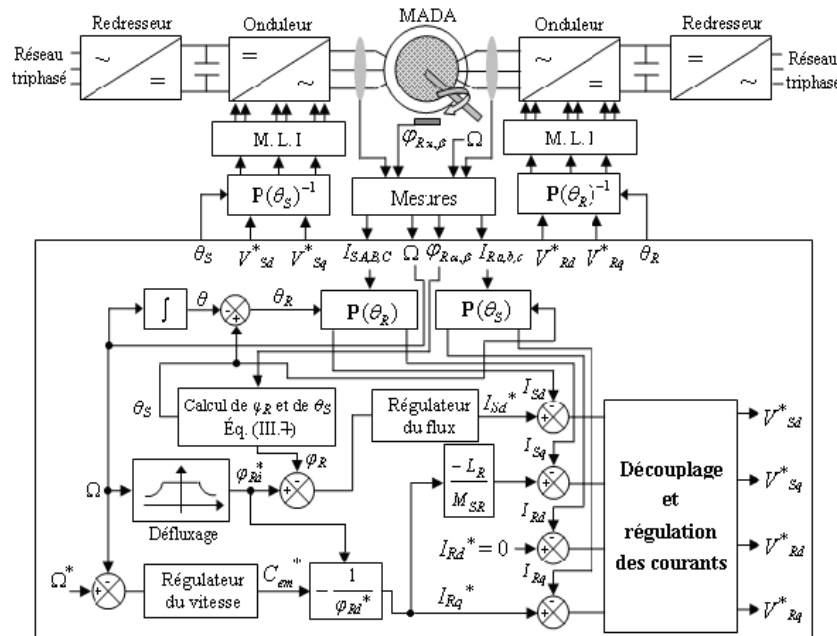


Figure III.16 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la MADA[3] .

III.8.SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

III.8.1.Profils de poursuite et de régulation

Dans ce chapitre, on va mettre en évidence les propriétés, ainsi que les insuffisances, de la commande vectorielle, après avoir réalisé plusieurs séries de simulation numérique qui ont trois motivations principales :

- l'examen des performances de l'association, faite entre le moteur, son alimentation et la commande vectorielle, sur des trajectoires de vitesse prédéfinies ;
- l'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement (changement de charge et du moment d'inertie) ;

- la vérification de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur, et plus particulièrement celles de la partie rotorique.

Aussi nous proposons deux catégories de benchmarks.

1) L'analyse des performances en poursuite pour différentes consignes de vitesse :

- une consigne faite d'échelon de 157 rad/s,
- une consigne rectangulaire faite d'échelon de 157 rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à -157 rad/s à l'instant $t = 1.5s$, puis la vitesse est annulée à l'instant $t = 3s$,
- une consigne trapézoïdale avec inversion de rotation, la vitesse est amenée à 157 rad/s en 0.5s puis à -157 rad/s en 2.50s,
- une consigne de vitesse en marche d'escalier, constituée d'une succession de créneaux d'amplitudes respectives de 50, 100, 157 et 70 rad/s, évoluant à chaque seconde.

2) L'étude du comportement en régulation et vis-à-vis des incertitudes de charge, aussi deux couples résistants sont considérés, avec la consigne de vitesse rectangulaire :

- un couple de charge rectangulaire est introduit par l'application puis la suppression d'une perturbation de charge de 10 N.m aux instants successifs $t = 0.7s$ et $t = 1.3s$; la vitesse étant nulle à 3.5s, une autre perturbation de -10 N.m est de nouveau appliquée.
- D'autre part, la robustesse de la commande face aux incertitudes de charge traduites par le changement de l'inertie du moteur est montrée par l'augmentation de ce dernier, de +100 % de sa valeur nominale.

Enfin, et dans le but d'étudier l'influence des autres paramètres sur la robustesse du système de commande, nous avons suivi les démarches suivantes :

- une augmentation de 50 % des résistances ; R_s et R_r ,
- une augmentation de 20 % des inductances ; L_s et L_r .

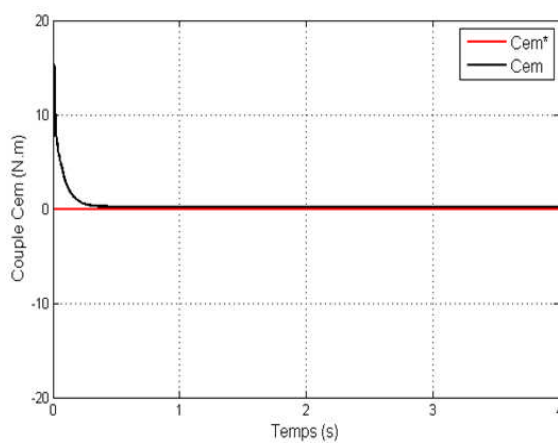
III.8.2. Résultats de simulation

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour l'ensemble Onduleurs-MADA équipé de la commande vectorielle directe développée, sont exposés respectivement sur les figures :

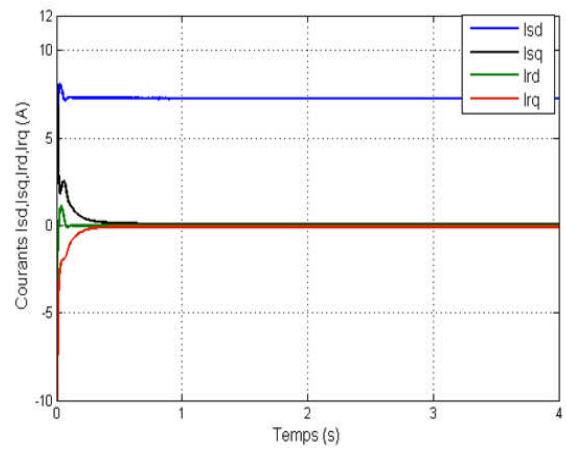
- **III.17** et **III.18** pour une réponse à un échelon de vitesse,
- **III.19** pour un essai d'inversion du sens de rotation avec application d'une charge nominale,

- III.20 et III.21 pour l'étude de l'influence de la variation du moment d'inertie,
- III.22 et III.23 pour l'étude de l'influence de la variation de la résistance rotorique,
- III.24 et III.25 pour l'étude de l'influence de la variation de la résistance statorique,
- III.26 et III.27 pour l'étude de l'influence de la variation de l'inductance rotorique,
- III.28 et III.29 pour l'étude de l'influence de la variation de l'inductance statorique.

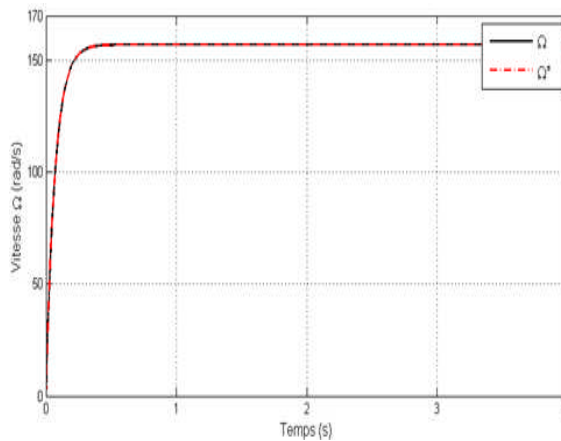
➤ Réponse à un échelon de vitesse



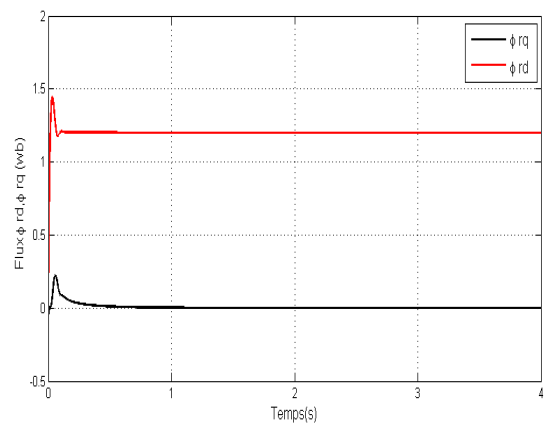
(a)



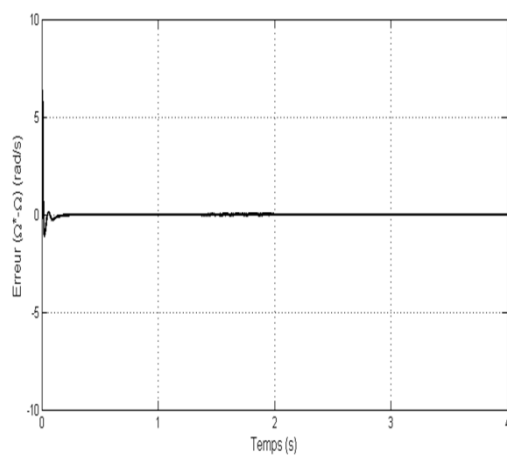
(b)



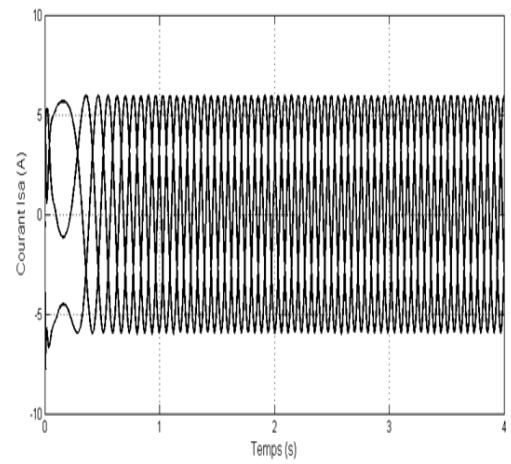
(c)



(d)

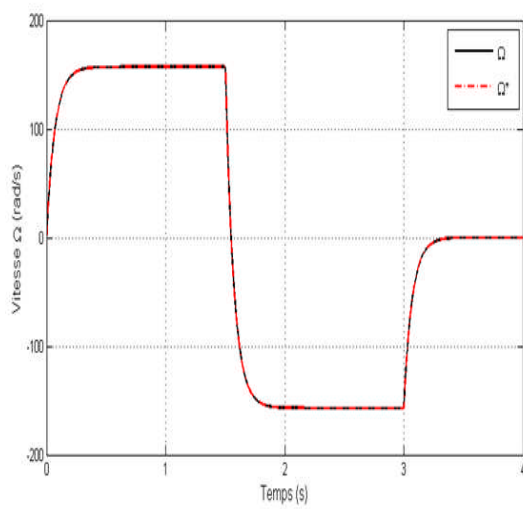


(e)

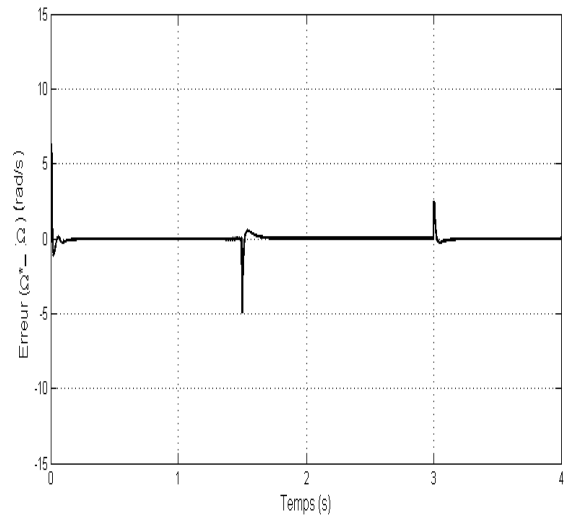


(f)

Figure III.17: Réponse du système à un échelon de vitesse.



(a)



(b)

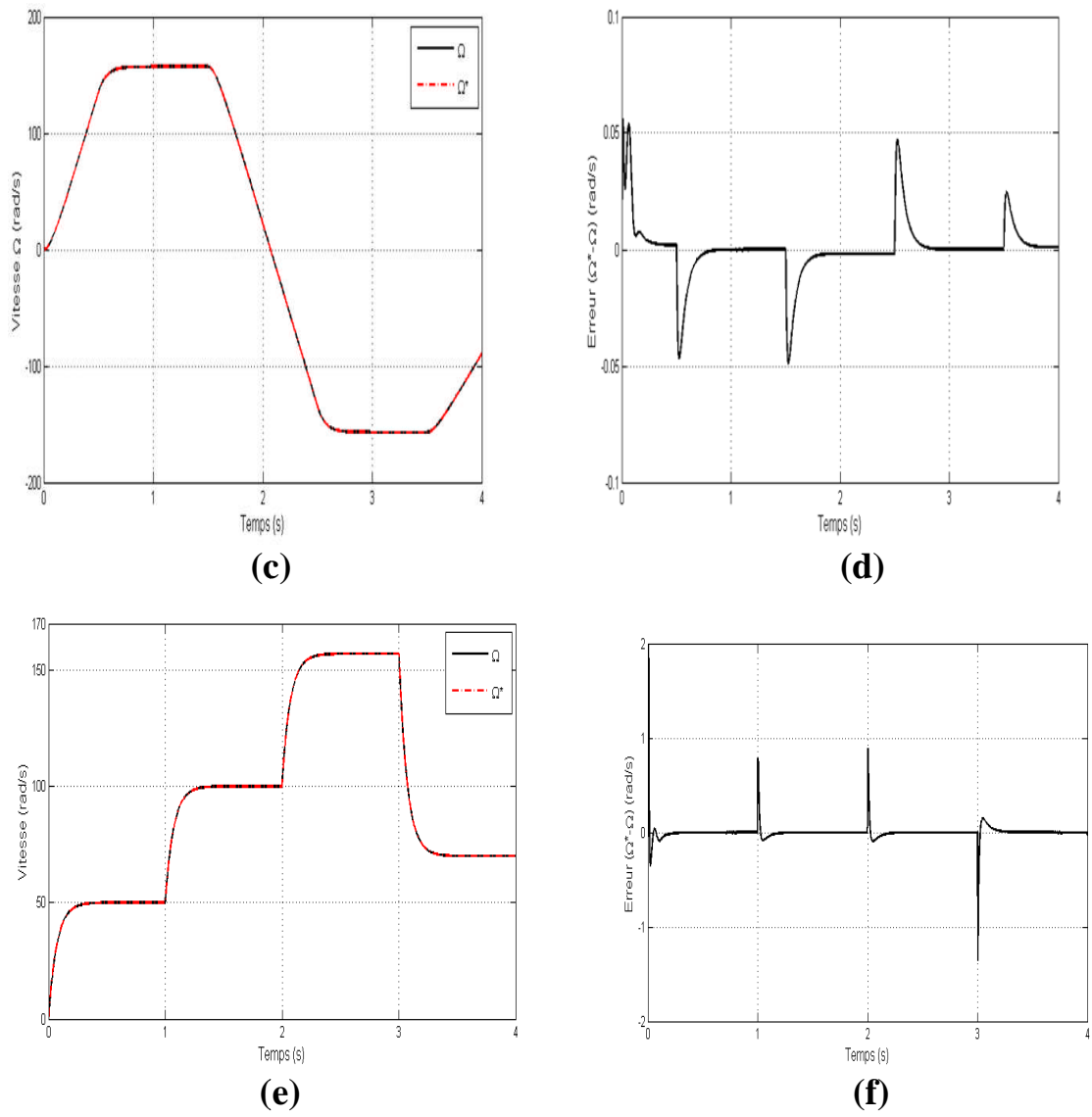
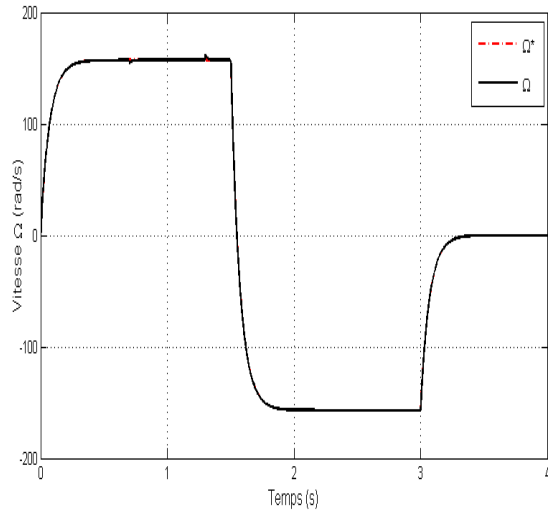
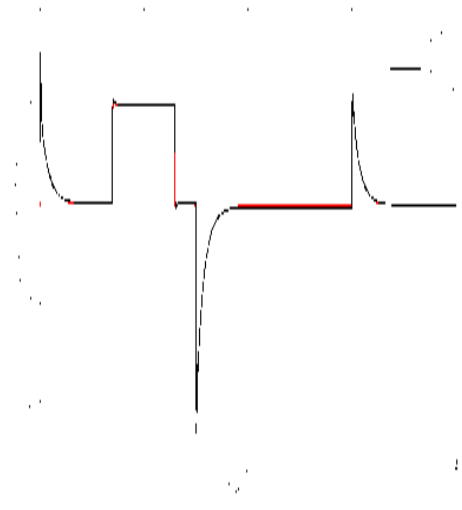


Figure III.18 : Réponse du système à différentes consignes de vitesse.

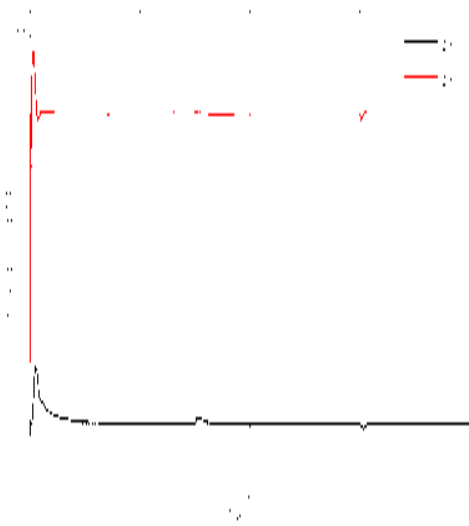
➤ **Test d'inversion du sens de rotation avec application d'une charge nominale**



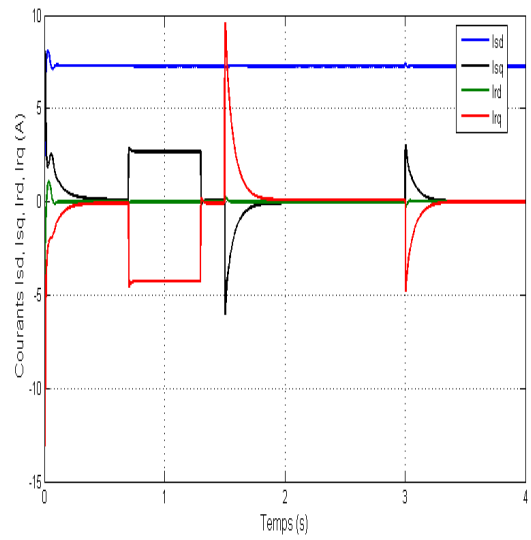
(a)



(b)



(c)



(d)

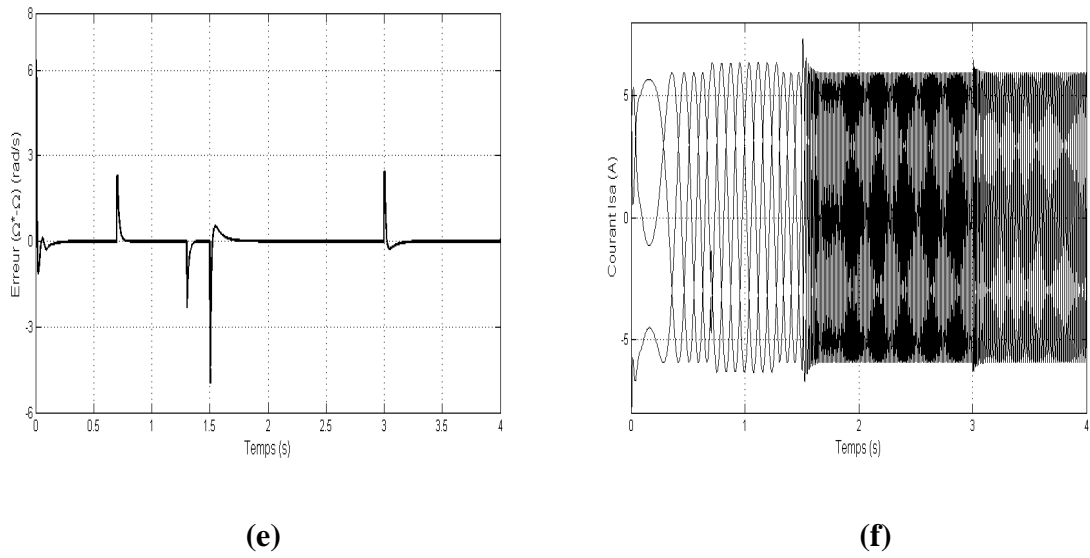
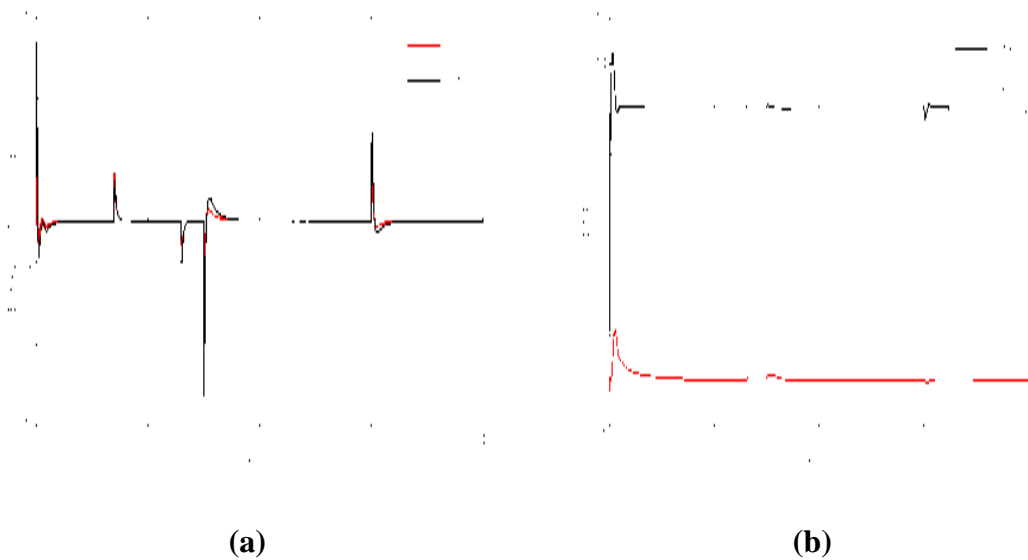


Figure III.19 : Réponse du système lors d'un changement du sens de rotation avec application de la charge.

➤ **Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (moment d'inertie)**



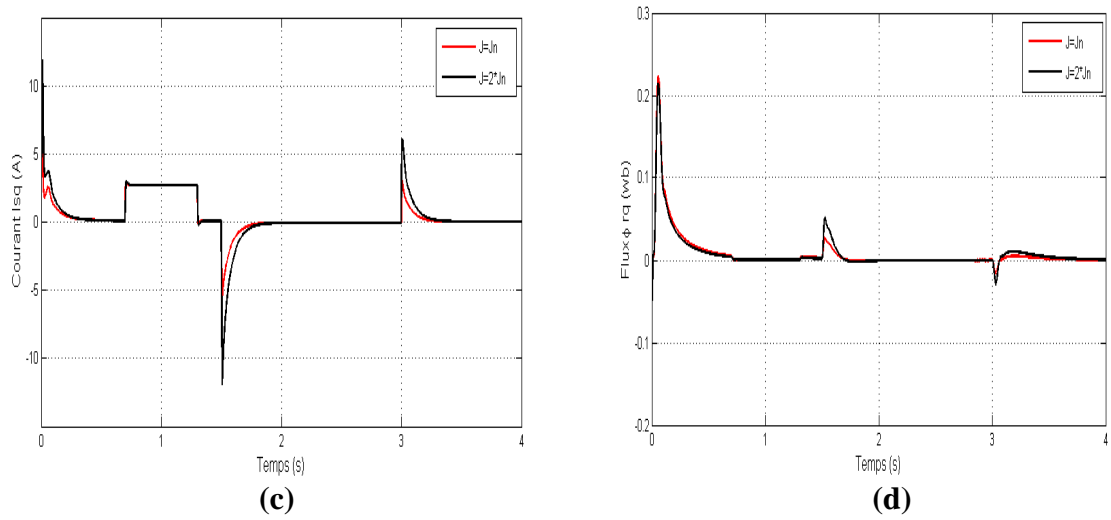
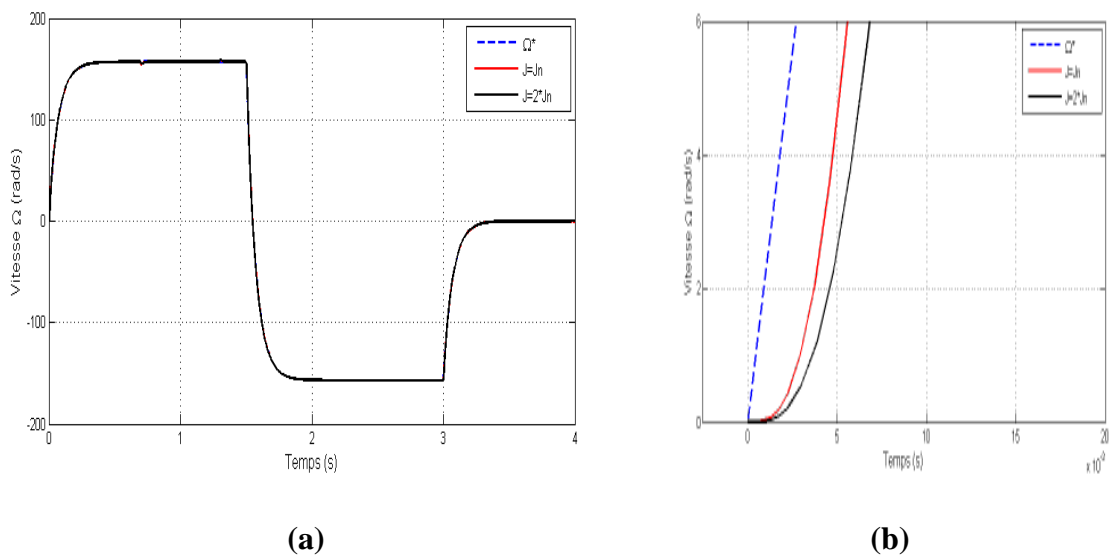
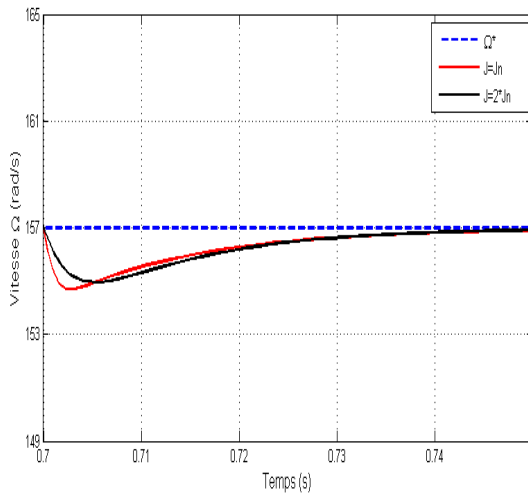
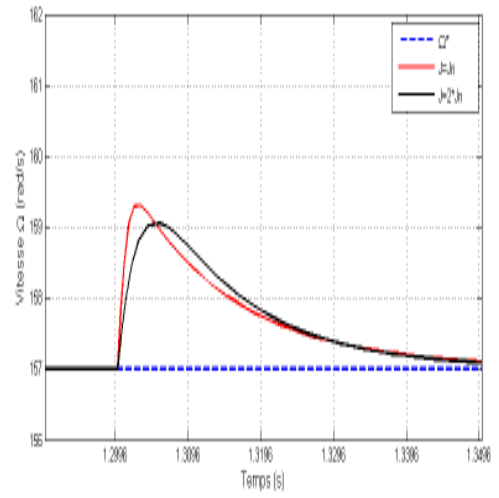


Figure III.20: Test de robustesse pour une variation de J de +100%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.





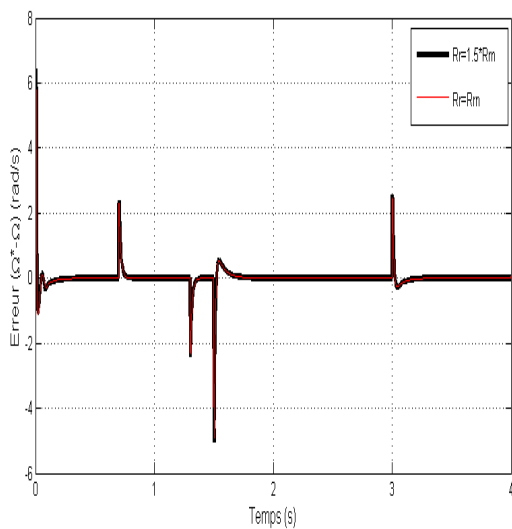
(c)



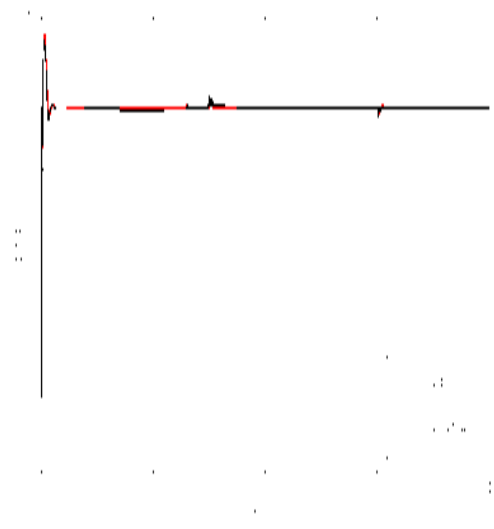
(d)

Figure III.21 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de J de +100 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.

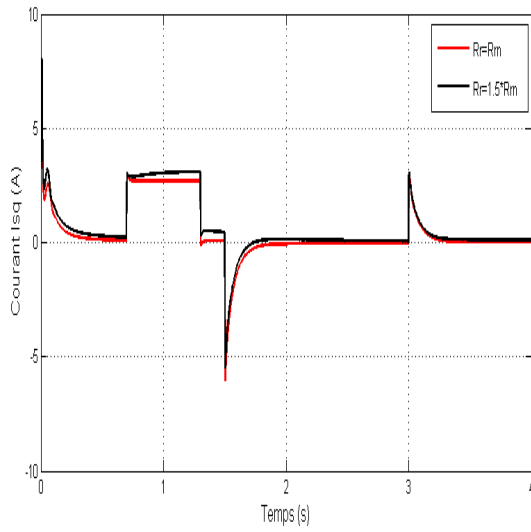
➤ **Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (résistance rotorique)**



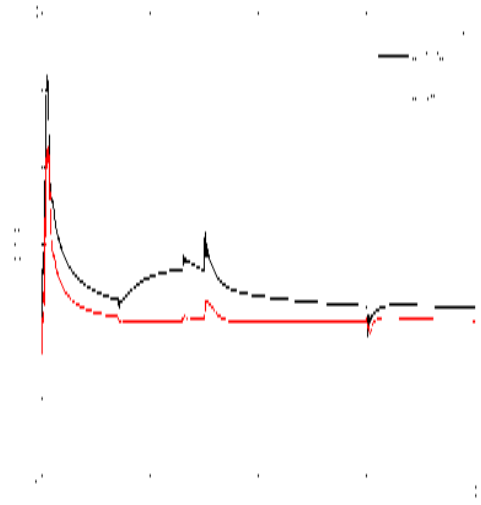
(a)



(b)

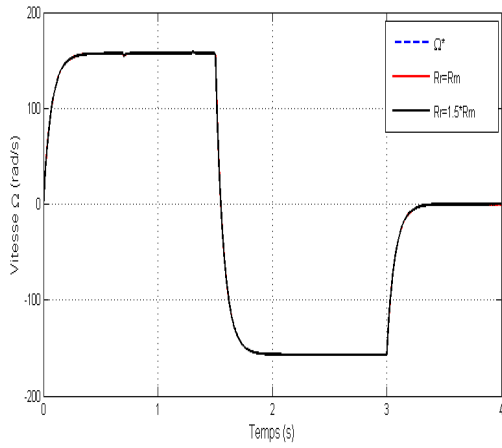


(c)

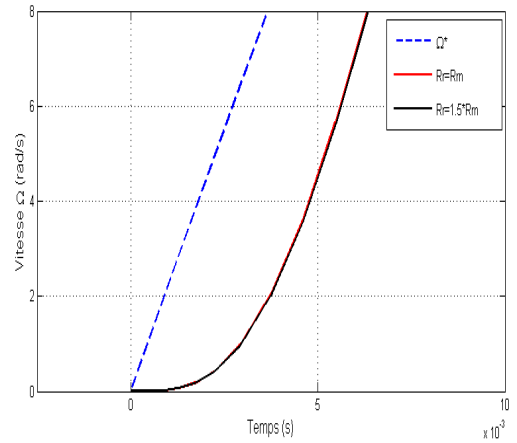


(d)

Figure III.22 : Test de robustesse pour une variation de R_r de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.



(a)



(b)

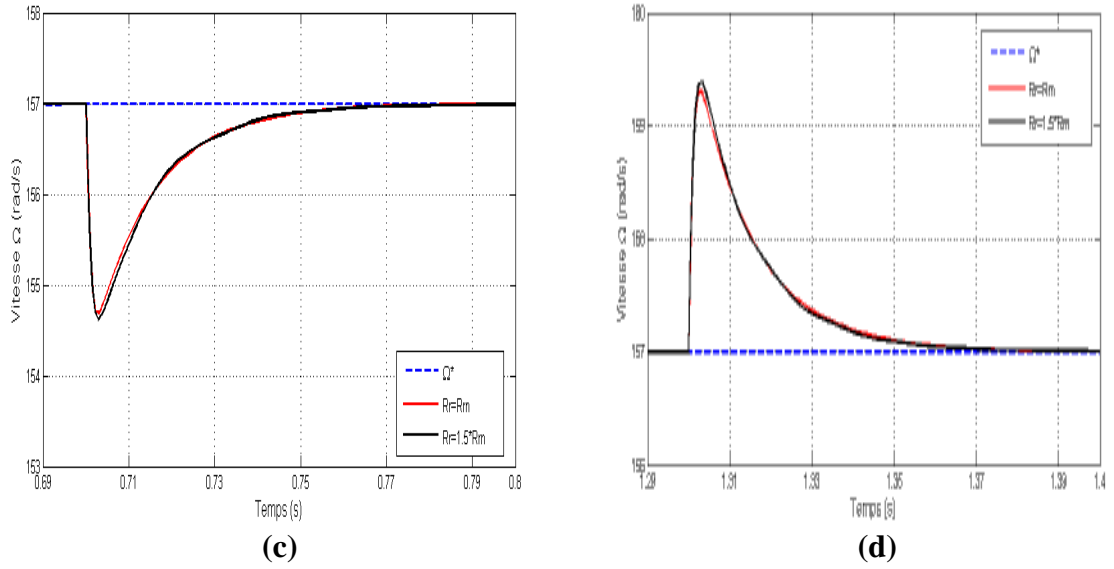
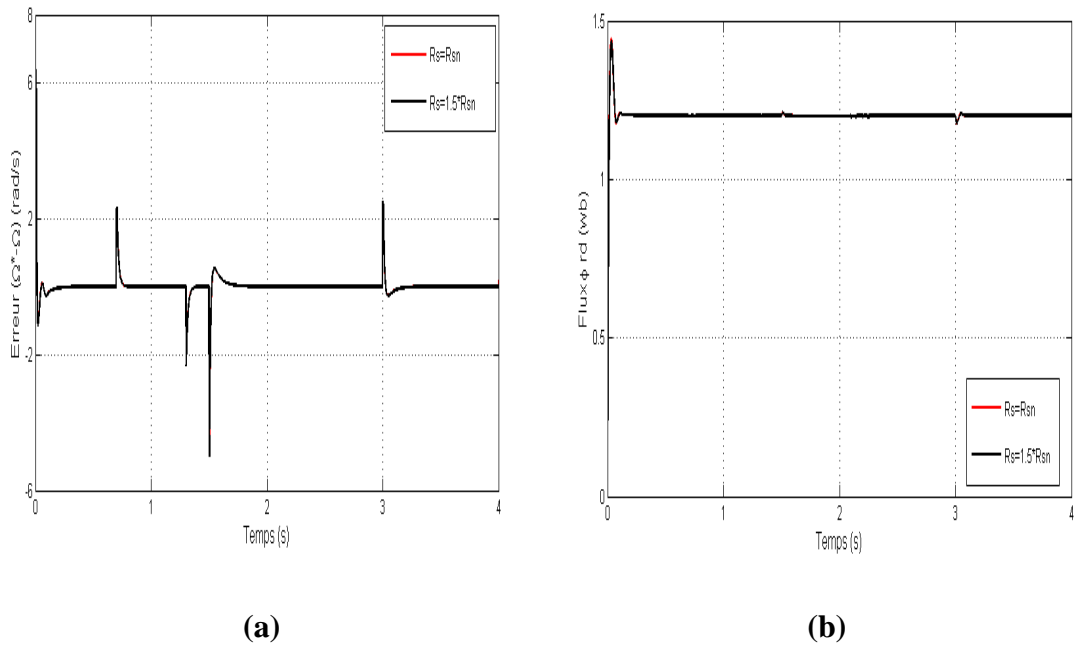


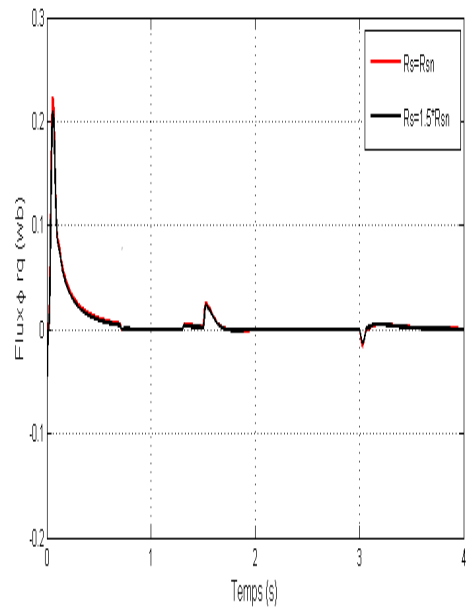
Figure III.23: Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.

➤ **Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (résistance statorique)**



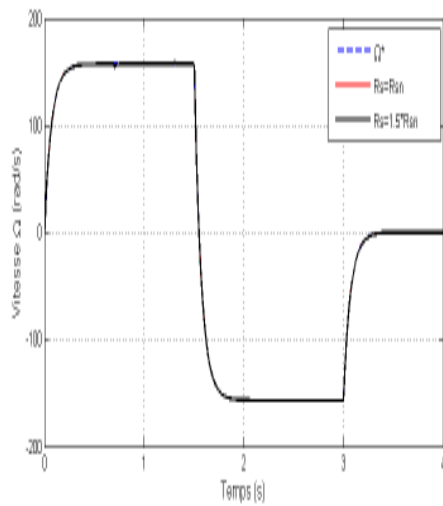


(c)

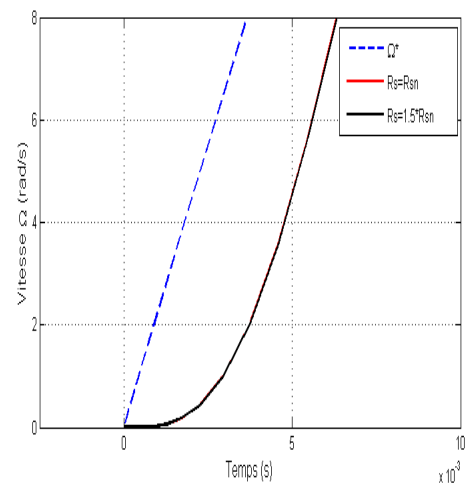


(d)

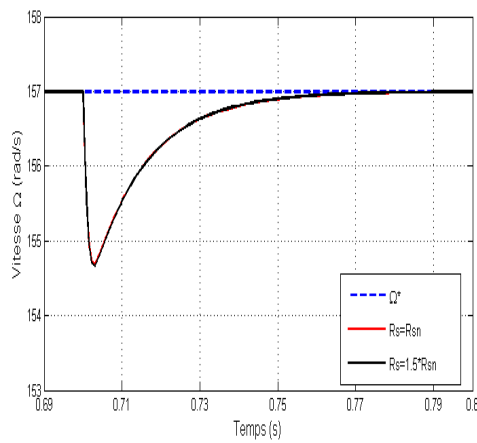
Figure III.24 : Test de robustesse pour une variation de R_s de +50%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.



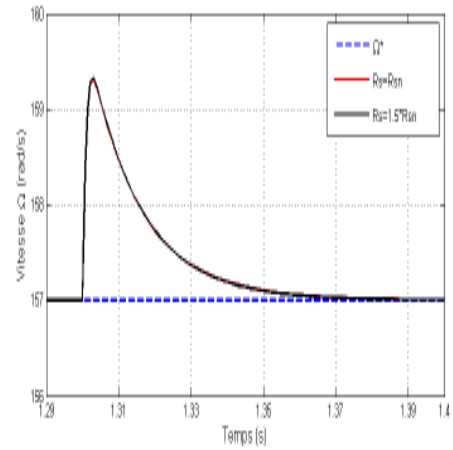
(a)



(b)



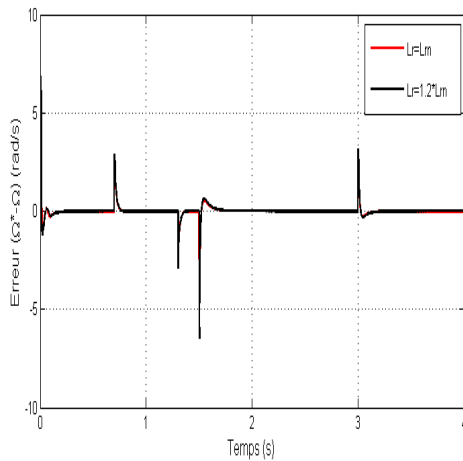
(c)



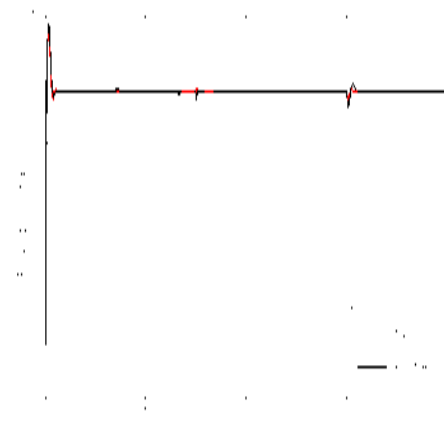
(d)

Figure III .25 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de R_s de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.

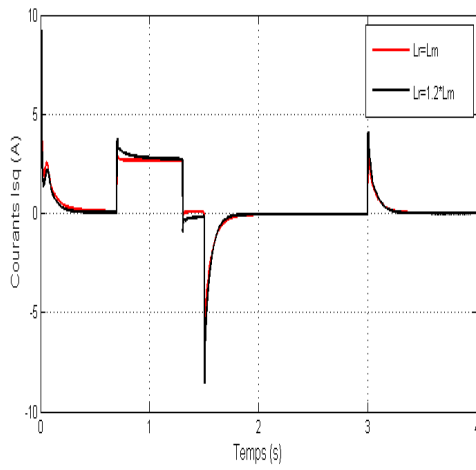
➤ **Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (inductance rotorique)**



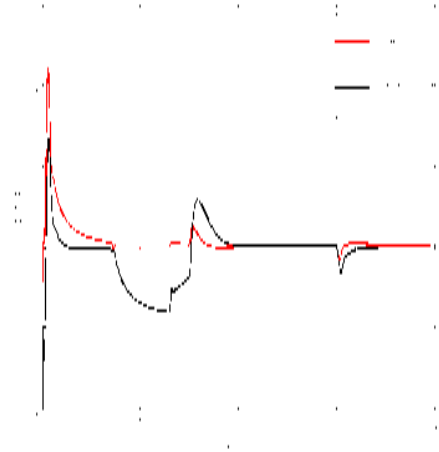
(a)



(b)

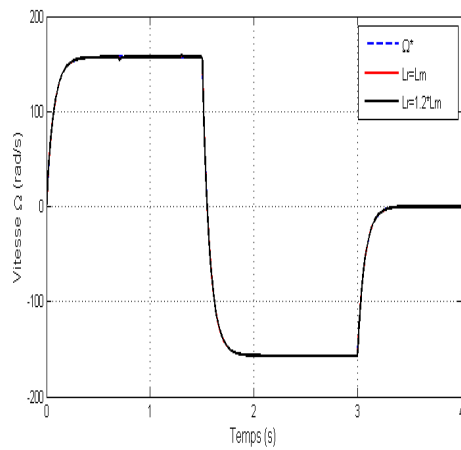


(c)

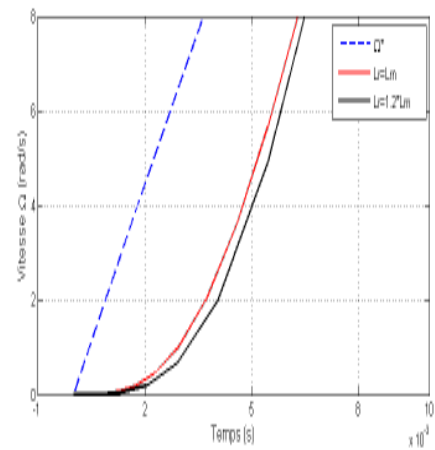


(d)

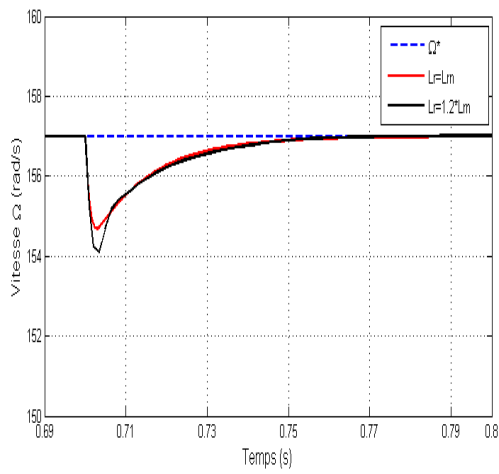
Figure III.26: Test de robustesse pour une variation de L_r de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.



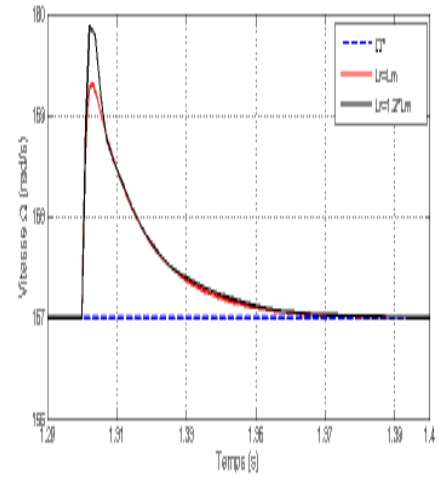
(a)



(b)



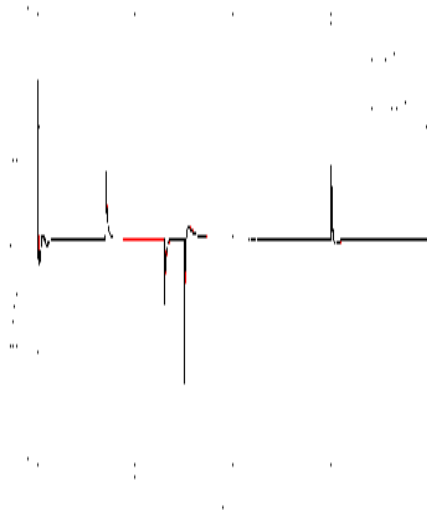
(c)



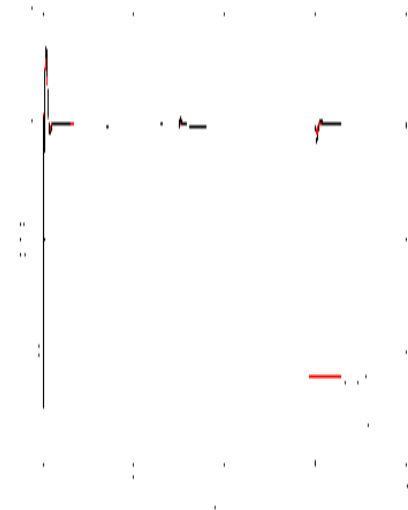
(d)

Figure III.27 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_r de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.

- **Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (inductance statorique)**



(a)



(b)

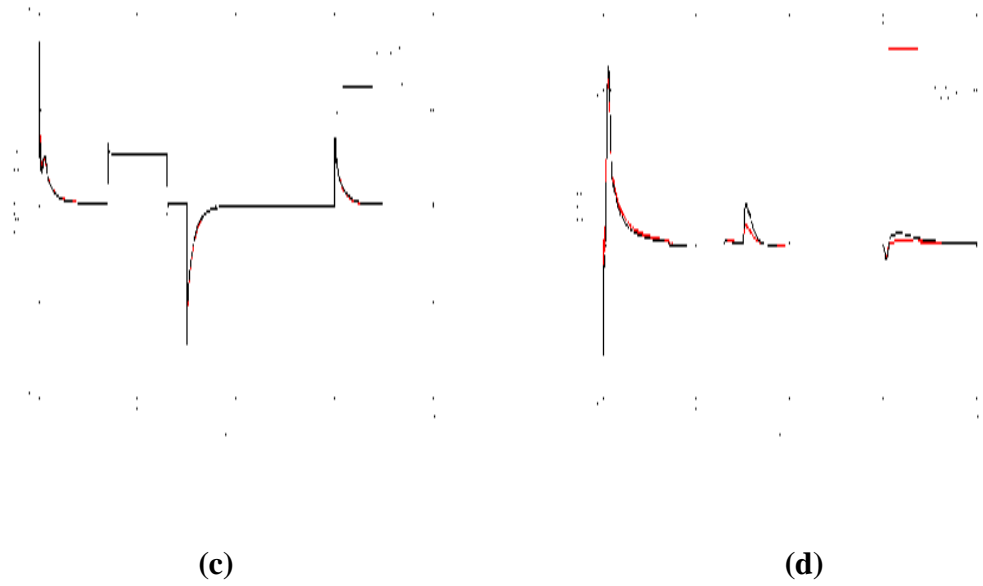
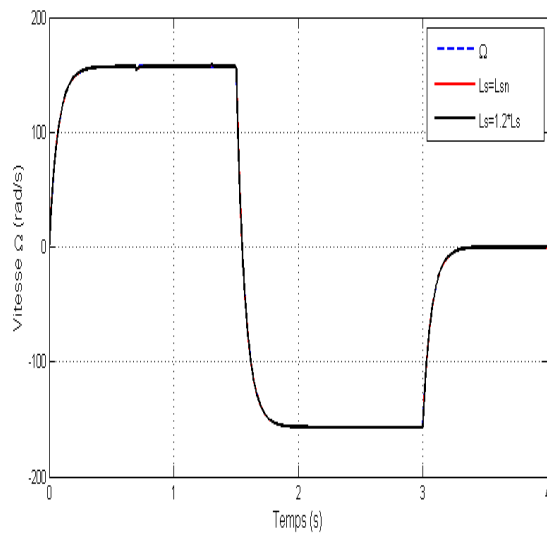
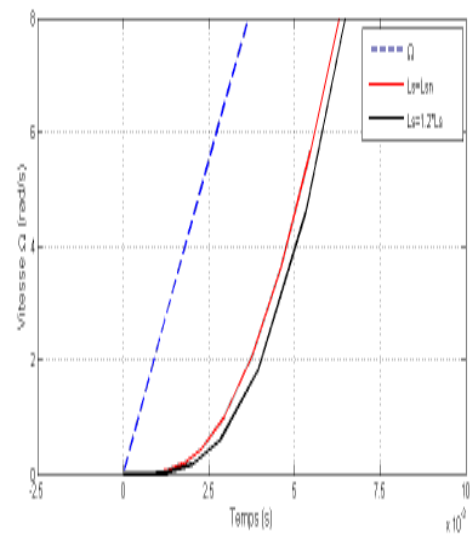


Figure III.28 : Test de robustesse pour une variation de L_s de +20%, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.



(a)



(b)

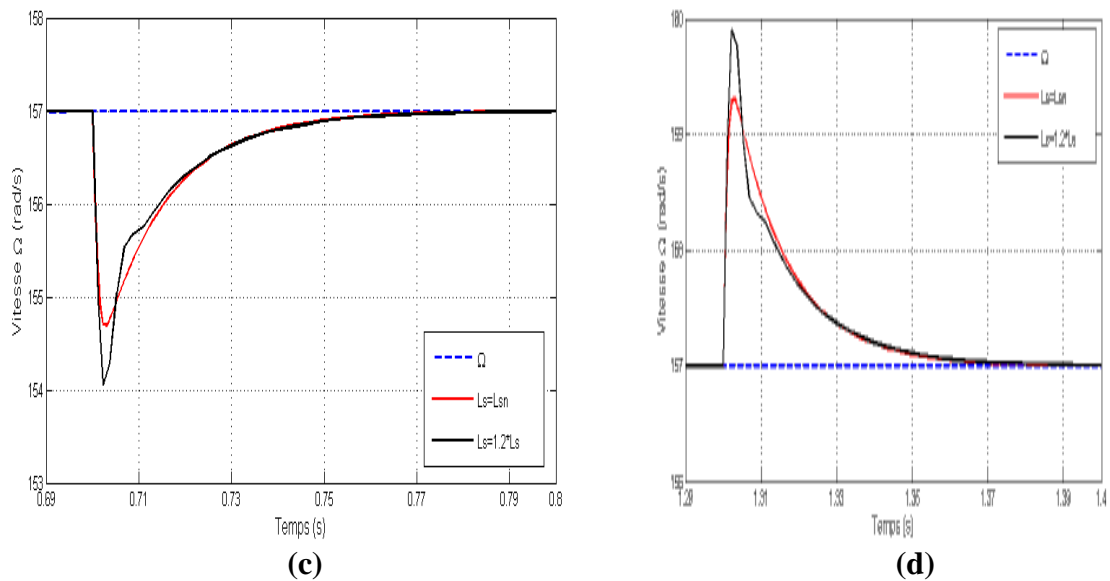


Figure III.29 : Zooms sur l'évolution de la vitesse pour une variation de L_s de +20 %, pour le réglage de vitesse de la MADA par la commande vectorielle directe.

III.8.3. Interprétations

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut remarquer les biens faits de la commande vectorielle munie de la structure de régulation de vitesse de type PI.

Pour les différents profils, la vitesse de rotation suit relativement bien sa référence avec une erreur de poursuite faible pendant les phases transitoires et en s'annulant en régime permanent. On observe une excellente orientation du flux rotorique sur l'axe direct. Ce qui se répercute sur le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande générée par le contrôleur. Les pointes de courant et de couple au démarrage sont bien maîtrisées et inférieures à ce qu'elles étaient pour le processus seul. Pendant les évolutions des consignes, et en particulier lors de l'inversion de rotation, le changement du sens du couple ne dégrade pas l'orientation du flux. On remarque une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. Aussi à l'application ou à la suppression du couple de charge, le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, afin de produire selon le cas une accélération ou une décélération, et ainsi rejoindre la vitesse de consigne.

La variation du moment d'inertie n'a que très peu d'influence sur l'orientation du flux, cependant la vitesse est affectée, surtout lors de l'application des perturbations. Par contre, la

variation de l'inductance rotorique n'influe pas d'une façon remarquable sur la vitesse, mais sur l'orientation du flux l'effet est clairement apparaître, tel que cette dernière est altérée surtout pendant les phases transitoires. Pour les autres paramètres (résistances ; R_r et R_s et l'inductance L_s), l'influence de leurs variation n'a pas été prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

III.9.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle de la MADA. Cette machine a un nombre de degrés de liberté, supérieur à celui de la machine asynchrone à cage et même celui de la machine synchrone, lui conférant une souplesse de commande. Nous citons ci-dessous les aspects les plus intéressants de cette machine :

- Une reconstitution facile du flux et du couple électromagnétique,
- Une accessibilité à la mesure des courants statoriques et rotoriques,
- Des boucles de régulation simples introduisant des régulateurs type PI,
- La possibilité de travailler à facteur de puissance unitaire au stator ou au rotor.

Les deux types de méthodes, soient les commandes vectorielles directe et indirecte ont été présentés brièvement au début du chapitre, la première nécessitant un contrôle du flux en boucle fermée, tandis que la seconde effectue ce contrôle en boucle ouverte.

Les avantages du contrôle vectoriel sont nombreux, on peut citer entre autres : une réponse en vitesse excellente dans une large plage de réglage, avec une faible erreur de poursuite, une maîtrise du couple et du courant statorique satisfaisante. En revanche, le talon d'Achille de cette technique est sa faible robustesse face aux variations des paramètres du moteur et des conditions de fonctionnement, particulièrement avec l'emploi de contrôleurs conventionnels. Enfin, nous avons développé le modèle de la commande vectorielle directe dans l'environnement MATLAB/SIMULINK afin de réaliser une série de simulations, dans le but d'évaluer les performances de cette technique en poursuite, en régulation et face aux variations paramétriques. Ainsi, un contrôleur de vitesse conventionnel de type PI a été synthétisé. Les résultats que donne ce dernier pour la commande en vitesse de la machine sont pas satisfaisants vis-à-vis les perturbations imposées, d'où l'intérêt de l'introduction de régulateurs plus performants qui se basent sur des algorithmes de commandes modernes.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce présent mémoire nous avons étudié le fonctionnement dynamique de la machine asynchrone en double alimentation. Dans notre étude, nous nous sommes basés sur le système d'association onduleur de tension – machine asynchrone à double alimentation, les différents cas de systèmes machine double, de l'onduleur et de sa commande.

Premier chapitre, nous avons établi une étude générale de la machine à double alimentation, ainsi que les différents modes de fonctionnement, avantages, inconvénients et domaines d'applications pour le fonctionnement moteur et génératrice.

Deuxième chapitre, notre objectif s'est orienté vers la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Il s'agit de trouver un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement dynamique de la machine.

Dernier chapitre, est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone ; avec orientation du flux rotorique. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. En effet, la méthode directe d'orientation du flux a été développée pour un réglage classique de vitesse. À travers les résultats de simulation obtenus, nous avons noté un bon comportement de celui-ci pour les différents tests effectués, toutefois des insuffisances ont été remarquées concernant la sensibilité aux perturbations du couple de charge et à leur temps de rejet. Mais ce qui le pénalise fortement est essentiellement sa faible robustesse vis-à-vis des variations du moment d'inertie et surtout face à celles de l'inductance rotorique. En effet la réponse de vitesse est légèrement affectée, et pour les changements de l'inductance rotorique, le découplage de la machine se détériore.

- **Perspectives**

Au terme de ce travail, on estime qu'il est intéressant de poursuivre cette étude par :

- Application de la commande par la logique floue ;
- La commande par la logique floue adaptative ;
- L'application de la commande par mode glissant adaptative ;
- L'association des cyclo-convertisseurs aux niveaux statorique et/ ou rotorique ;
- Le contrôle de la MADA avec et sans capteur de position ;
- L'étude de la commande de la MADA alimentée en courant ;
- La commande intelligente sur les régulateurs Neuro- flous avec une implémentation en temps réel est nécessaire.

Nous terminons par des références bibliographiques et des annexes.

REFERENCES
REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES
BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **Zineb Tamindjoute et Amel Touati**, « étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », mémoire de master de l'université A/Mira de Bejaia, 2016/2017.
- [2] **Hopfensperger B-AtkinsonD.J.** « Doubly–Fed A.C.Machines : Classification and ComparisonProc.EPE », Graz, ppl–17, August 2001.
- [3] **Nabil Amouchas et Amine Boutaleb**,« commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI », mémoire de master de l'université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2015/2016.
- [4] **Raouf Belrechid et Boualem Belmokhtar**, « commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation pilotée par un convertisseur matriciel appliqué dans une chaîne de production d'énergie électrique (Eolienne) », thème de l'Ingénieur de l'Ecole Nationale supérieure Polytechnique d'Alger, Juin 2011.
- [5] **Khaled Ferkous**,«étude d'une chaine de conversion d'énergies éolienne», mémoire de magister de l'Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [6] **F.Poitiers**,« étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone à cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau», doctoral dissertation de l'Université de Nantes, 2003.
- [7] **Mohamed Abd Elbasset Mahboub**, « modélisation et commande d'un system éolien à base d'une génératrice double alimentée sans balais », mémoire de magister de l'université Ferhat Abbas— Sétif, Juin 2012.

- [8] **Riyadh ROUABHI**, « étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », mémoire de magister de l'université Ferhat Abbas— Sétif, 2012.
- [9] **A. Boyette**, « contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I 2006.
- [10] **Paul-Etienne Vidal**, « commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », thèse doctorat de L'institut National Polytechnique de Toulouse ,2004.
- [11] **Atmane Fenni**, « commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) », mémoire de magister de l'université Mohamed Khider de Biskra, 19 décembre 2013.
- [12] **Abdessemed. R**, « modélisation et simulation des machines électriques », Ellipses, p.141-142,2011.
- [13] **A.Dendouga**, « contrôle des puissances actives et réactives de la machine à double alimentation (DFIM) », doctoral dissertation de l'université de Batna 2,2010.
- [14] **Y. Djeriri**, «commande par réseaux de neurones d'une MADA intégrée à un système éolien », mémoire de magister de l'université Djillali Liabesde Sidi Bel- Abbes, 2009.
- [15] **Fatma Zahra Tria**, « contribution à la commande d'un système éolien basé sur une MADA par différentes techniques », mémoire de magister de l'Université d'El- oued, 2012/2013.

- [16] **Salloum Georges**, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », thèse doctorat de L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [17] **Guy Seguiet, Francis Notelet**, « Electrotechnique industrielle », édition Lavoisier, 2006.
- [18] **Sejir Khojet El Khil**, « commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », thèse doctorat de L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [19] **Said 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 doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2005.
- [20] **Bernard Multon, Xavier Roboam, Brayima Dkyo, Cristian Nichita, Olivier Gergaud, Hamid Ben Ahmed**, « aérogénérateurs électriques », l'université de Paris 6 et universités à l'Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan/SATIE.
- [21] **D. Ramuz**, « machine généralisée alimentée par deux convertisseurs », thèse de doctorat – UFR des Sciences Techniques et Gestion de l'industrie de l'université de Franche – Comté, Mai 2000.
- [22] **Ihssen Hamzaoui**, « modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », mémoire de Magister de l'ENP d'Alger, 20 janvier 2008.

- [23] **N.Akkari**, «contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation », thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Batna, Algérie, 2010.K2
- [24] **Billal Leghrib**, « commande vectorielle et transfert des puissances de la machine asynchrone à double alimentation », mémoire de magister de l'université du 20 AOÛT 1955 – Skikda, 2010 - 2011.
- [25] **Abderrahim Zemmit**, «contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes », thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Mohamed Boudiaf –Msila, 2016/2017.
- [26] **Abdessemed. R**, modélisation des machines électriques, presses l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [27] **Mourad Abbas, Mohamed Mechentel**, « modélisation et commande d'une MADA Alimentée par une cascade à trois niveaux application à l'énergie éolienne", thème de l'ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure Polytechnique d'Alger, 2006.
- [28] **Zine Laabidine Boudjema**, « commande vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou », mémoire de magister de l'Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, 2009.
- [29] **Redhouane Djemaet Khalil Ouhab**, « étude comparative des performances d'une commande vectorielle (FOC) et d'une commande directe du couple (DTC) appliquées à une machine asynchrone », mémoire de master de l'université M'Hamed Boguerra, Boumerdes, 2014.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [30] **Farid Boumaraf**, « commande d'un aérogénérateur- apport des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat de l'université de Batna, 24 juin 2014.
- [31] **Fares Eddine Bouabdallah**, « commande en P et Q de la MADA alimentée par une cascade à trois niveaux pour la production de l'énergie éolienne », mémoire de master de l'école nationale polytechnique, Septembre 2012.
- [32] **L.Baghli**, notes de cours, « modélisation et commande de la machine asynchrone », IUFM de Lorraine – UHP, 2003 / 2004.
- [33] **Salim Ben Harzallah, Mounir Derardja**, « modélisation et commande vectorielle d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Application à la conduite d'une Machine Asynchrone) », mémoire de master de l'université M'Hamed Bougherra, Boumerdes, 2011/2012.
- [34] **Ahmed Hamza Mesai et Nadir Kais**, « commande de la machine asynchrone à double alimentation – apport des techniques de l'intelligence artificielle », mémoire de master en électrotechnique de l'université de Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, Juin 2017.
- [35] **Mouloud Bouraki**, «étude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable: Application sur un site à Tindouf», mémoire de magister en génie électrique de l'université M'Hamed Bougara-Boumerdes, 2011/2012.
- [36] **Khatir Azzouzet Salah Chemouri**, «contribution à l'étude du comportement de la Machine Asynchrone Double Alimentation « MADA » commandée par un onduleur de tension MLI », mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique de l'université Mohamed Boudiaf de M'Sila, 2004/2005.

- [37] **Hassiba Bahlouli et Rahim Ghezzou**, « commande d'une éolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone double alimentée », mémoire de master en électrotechnique de l'université Abderrahmane Mira- Béjaia, 2016/2017.
- [38] **Azeddine Chaiba**, « commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Batna, 2010.
- [39] **Fateh Mehazzem**, « contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique », thèse de doctorat en cotutelle, doctorat électronique, optronique et systèmes de l'université Paris este, doctorat en sciences de l'université de Constantine, 2010.
- [40] **Nabil Ezziani**, « commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique », thèse de magister en électrotechnique de l'université de Sétif, 2009.
- [41] **Khami Mohamed**, « amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou », mémoire de master en électrotechnique de l'université de Kasdi Merbah Ouargla, 2012 /2013.
- [42] **Youcef Bekakra and Djillani ben attous**, « asliding mode speed and flux control of a doubly fed induction machine », department of electrotechnics, faculty of electrical engineering El-Oued university Center, Algeria.
- [43] **Abd Ennasser Mazari et Abd Ennour Mahdadi**, « régulation de la vitesse d'une MADA par un régulateur PI », mémoire de master en électrotechnique de l'université de Kasdi Merbah Ouargla, 2016/2017.

- [44] **Ridha Malki**, «filtrage actif des harmoniques par une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation», mémoire de fin d'études en génie électrique de l'université Djilali Liabes, Sidi Bel-Abbes ,2016.
- [45] **Youcef Djeriri**, «commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle», thèse de doctorat en électrotechnique de l'université Djilali Liabes, Sidi Bel-Abbes, Novembre 2015.
- [46] **A. MEZOUAR**, «décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques (application à la commande des machines asynchrones) », thèse de doctorat d'état de l'université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2006.

ANNEXES

ANNEXE A

- Paramètres nominaux de la MADA utilisée dans les simulations

Tableau A.1: Paramètres de la MADA utilisée dans les simulations.

Paramètre	Grandeur (Unité)	Valeur
Grandeurs mécaniques		
Puissance mécanique	P_m (Kw)	1,5
Vitesse nominale	N_n (Tr/m)	1450
Vitesse de base	N_b (Tr/m)	1500
Nombre de paires de pôles	p	2
Inertie	J (Kg.m ²)	0,01
Coefficient de frottements visqueux	f_0 (N. m. s/rad)	0,0027
Grandeurs électriques		
Couplage stator	étoile	
Couplage rotor	Étoile	
Fréquence statorique nominale	f_{sn} (Hz)	50
Fréquence rotorique nominale	f_{rn} (Hz)	50
Tension simple stator nominale	V_{sn} (V)	220
Tension simple rotor nominale	V_{rn} (V)	130
Courant de ligne stator nominal	I_{sn} (A)	4,3
Courant de ligne rotor nominal	I_{rn} (A)	4,5
Résistance d'enroulement du stator	R_s (Ω)	1,75
Résistance d'enroulement du rotor	R_r (Ω)	1,68
Inductance cyclique du stator	L_s (mH)	295
Inductance cyclique du rotor	L_r (mH)	104
Mutuelle inductance cyclique	M_{rs} (mH)	165

في هذه المذكرة، ندرس الآلة غير المتزامنة مزدوجة التغذية (MADA). إنها عبارة عن آلة غير متزامنة ثلاثية الطور مزودة بدوار ذو لفات يمكن تشغيله من خلال مصدرين للجهد ، أحدهما للجزء الثابت والآخر إلى الدوار ، ويمكن تقسيم الآلات غير المتزامنة إلى فئتين: تلك ذات دوار قفص السنجاب وذات دوار ذو اللفات. تقدم هذه الآلة حلاً مثاليًا لمحركات عالية الاستطاعة و متغيرة السرعة. نقدم أولاً دراسة عامة عن MADA ، مبدأ التشغيل، مزاياها و تطبيقاتها. ثم في تصميمها في معلم Park ، سنرى بعد ذلك نمذجة نظام التغذية ، المذبذب في التوتر الذي يغذي دوار الآلة وتحكمها MLI من أجل تحقيق التحكم في حلقة مفتوحة من MADA. في النهاية نعرض مبدأ التحكم الشعاعي في MADA ونقدم باختصار نوعين من الطرق (أدوات التحكم الشعاعي المباشرة وغير المباشرة).

الكلمات المفتاحية : MADA ، نمذجة، معلم Park، MLI، التحكم الشعاعي.

Résumé

Dans ce mémoire on étudie la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). C'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor. Les machines asynchrones peuvent être divisées en deux catégories : celles à rotor à cage d'écurie et celles à rotor bobiné. Cette machine présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. On présente d'abord, une étude générale sur la MADA, son principe de fonctionnement, ses avantages et ses applications. Puis, sa modélisation dans le repère de Park. Nous verrons ensuite, la modélisation du système d'alimentation, l'onduleur en tension qui alimente le rotor de la machine et sa commande MLI afin de réaliser la commande en boucle ouverte de la MADA. A la fin, on expose le principe de la commande vectorielle de la MADA et on présente brièvement les deux types de méthodes (les commandes vectorielles directe et indirecte).

Mots clés : MADA, Modélisation, Repère de Park, MLI, Commande vectorielle.

Abstract

In this memory , it is study on the Doubly Fed Induction Machine (DFIM).It is a three-phase induction machine with a wound rotor that can be powered by two voltage sources one to the stator and the other to the rotor. Induction machines can be divided into two categories: those with squirrel cage rotor and those with wound rotor. This machine presents an ideal solution for high power and variable speed drives. We first present a general study on the DFIM, its operating principle, its advantages, and its applications. Then, its modeling in Park landmark, We will then see the modeling of the system of feeding, the inverter in tension which feeds the rotor of the machine and its control MLI in order to achieve the control in open loop of the DFIM.At the end, we expose the principle of the vector control of the induction machine doubly fed and we briefly present the two types of methods (the direct and indirect vector controls).

Keywords : DFIM, Modeling, Park landmark, MLI, Vector control.