

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

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE DES MACHINE
TOURNANT.

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Professionnel

Par :

TOUMIAT KAISSE

ZANAT ABDELMOUNAIM

Intitulé

Commande Hybride Vectorielle Floue de la
Machine Asynchrone à Double Alimentation

Soutenu devant le jury composé de :

Mr. BOUGURRA Abderrahmen	Université M'sila	Président
HERIZI Abdelghafour	Université M'sila	Encadreur
ROUABHI Riyadh	Université M'sila	Co-Encadreur
Mr. DJERIOUI Salim	Université M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENT

Je remercie mon Dieu qui m'a donné la force et la sagesse pour achever ce modeste travail.

J'adresse tous mes respects et mes remerciements à ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour l'élaboration de cette étude et particulièrement à :

- Mon promoteur *M^{onsieur}* HERIZI ABDELGHAFOUR pour ses orientations, son soutien et l'effort qu'a fourni pour m'aider.
- L'ensemble des enseignants qui nous ont suivis durant notre cycle d'étude.
- Tous les professeurs de département d'électro technique.

Nous respects aux membres du jury qui nous feront l'honneur d'apprécier notre travail.

TOUMIAT KAISSE

ZANAT ABDELMOUNAIM

Dédicaces

A ceux qui m'ont appris le succès et la patience, A ceux qui m'ont appris à donner sans attendre mon père, à qui tu m'as appris et qui a souffert des difficultés pour arriver là où je suis, à ceux dont les supplications ont été le secret de ma réussite ma chère mère .

A ceux qui m'ont soutenu et ont fait mes pas avec moi, ma bien-aimée ASSMA. A tous les membres de ma chère famille, mes frères : HALIM, ABDELAZIZ, SADDAM, AHMED et ma sœur HASSIBA. A mes amis, mes camarades de l'intérieur et de l'extérieur de l'université. A tous les professeurs distingués.

A tous ceux-ci et ceux-là, je dédie cet humble travail.

Nous demandons à Dieu d'en faire un phare pour chaque étudiant de la connaissance.

TOUMIAT KAISSE



DEDICACES

Je dédie ce modeste travail en signe de reconnaissance et de respect :

- *A mes très chers parents.*
- *A mes frères et mes sœurs.*
- *A tout la famille **ZANAT***
- *A mes très chères collègues.*
- *A tous mes amis*
- *Et tous mes amis son exception.*

ZANAT ABDELMOUNAIM

Table des Matières

Introduction générale		15
<i>Chapitre I :Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation</i>		
I.1	Introduction	18
I.2	Description de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	18
I.3	Classification	19
I.3.1	Machine à double alimentation simple	19
I.3.2	Machine a double alimentation en cascade	19
I.3.3	Machine a double alimentation sans balais	20
I.4	Modes de fonctionnement de la MADA	20
I.4.1	Fonctionnement en mode moteur Hypo-Synchrone	20
I.4.2	Fonctionnement en mode moteur Hyper-Synchrone	21
I.4.3	Fonctionnement en mode générateur Hypo-Synchrone	21
I.4.4	Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone	22
I.4.4	Fonctionnement en mode générateur Hyper-Synchrone	22
I.5	Avantages et inconvénients de la MADA	22
I.5.1	Avantages de la MADA	22
I.5.2	Inconvénient de la MADA	23
I.6	Domaines d'application de la MADA	23
I.7	Modélisation de la MADA	24
I.7.1	Hypothèses simplificatrices	24
I.7.2	Equations électriques	24
I.2.3	Equations magnétiques	25
I.7.4	La transformation de PARK	25
I.7.5	Application de la transformation de Park à la MADA	27

I.7.6	Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (U,V)	27
I.7.7	Choix du référentiel	28
I.7.7.1	Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)	28
I.7.7.2	Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y)	28
I.7.7.3	Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)	28
I.7.8	Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état	29
I.8	Résultats de simulation de la MADA	30
I.8.1	$V_r = 0$ V, $f_r = 0$ Hz, (rotor en court circuit), $C_r = 10$ N.m à $t = 2$ sec	30
I.8.2	$V_r = 0$ V, $f_r = 0$ Hz, (rotor en court circuit), à vide	31
I.8.3	$V_r = 12$ V, $f_r = 20$ Hz, $C_r = 10$ N.m à $t = 2$ sec	31
I.8.4	$V_r = 12$ V, $f_r = 10$ Hz, $C_r = 10$ N.m à $t = 2$ sec	31
I.9	Modélisation du système d'alimentation	32
I.9.1	Modélisation du Redresseur	32
I.9.2	Modélisation du Filtre	34
I.9.3	Modélisation de l'onduleur de Tension	35
I.9.4	Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	37
I.10	Simulation de l'association MADA avec onduleurs à MLI	39
I.11	Conclusion	41

Chapitre II: Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

II.1	Introduction	43
II.2	Généralités sur la commande vectorielle	43
II.2.1	but de la commande vectorielle	43
II.2.2	Principe de la commande vectorielle	44
II.2.3	Les types de la commande vectorielle	45
II.2.3.1	Commande vectorielle directe	45

II.2.3.2	Commande vectorielle indirect	46
II.2.4	Application de la commande vectorielle à la MADA	46
II.2.4.1	Procède d'orientation du flux	46
II.2.4.2	Commande vectorielle par orientation du flux statorique	47
II.2.5	Structure de la commande vectorielle directe de la MADA	49
II.2.5.1	Défluxage	50
II.2.5.2	Principe du découplage par compensation	50
II.2.5.3	Estimation du flux statorique	51
II.2.5.4	Dimensionnement des Regulateur	51
II.2.5.4.1	Calcul des régulateurs des courants rotoriques ,de flux Statorique et de vitesse	51
II.2.5.4.1.1	Les régulateurs des courants rotoriques	51
II.2.5.4.1.1.1	Régulation du courant rotorique directe	51
II.2.5.4.1.1.2	Régulation du courant rotorique quadrature	53
II 2.5.4.1.1.2	Regulateur du flux statorique	55
II.2.5.4.1.1.3	Régulation de vitesse par un régulateur PI	55
II.3	Résultats de simulation avec application de la commande	56
II.3.1	Introduction de variation du couple de charge	56
II.3.2	Inversion du sens de Rotation	57
II.4	Conclusion	58
<i>Chapitre III: Commande par la logique floue de la machine asynchrone a double alimentation</i>		
III.1	Introduction	59
III.2	Commande par la logique floue de la MADA	59
III.2.1	Notions fondamentales de la logique floue	59
III.2.1.1	Ensembles flous	59

III.2.1.2	Fonctions d'appartenances	60
III.2.1.3	Caractéristiques d'un sous ensemble flou	61
III.2.1.4	Variables linguistiques	62
III.2.1.5	Opérateurs logiques flous	63
III.2.1.6	Implication floue	64
III.2.2	Structure d'une commande à logique floue	64
III.2.2.1	Normalisation	65
III.2.2.2	Fuzzification	65
III.2.2.3	Inférence des règles floues	65
III.2.2.4	Défuzzification	66
III.2.3	Application de la commande par la logique floue a la MADA	66
III.2.3.1	Comportement du système	67
III.2.3.2	Structure de base d'un contrôleur flou de courant	68
III.2.4	Résultats de simulation numérique du système	69
III.2.4.1	Introduction d'un couple de charge	70
III.3	Conclusion	71
Conclusion générale		

I. NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
f_s, f_r	Respectivement les fréquences statorique et rotorique	Hz
V_s	Tension appliquée au stator	V
V_r	Tension appliquée au rotor	V
θ_s, θ_r	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport a l'axe	Rd
R_s	Resistance d'une phase statorique	Ω
R_r	Resistance d'une phase rotorique	Ω
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique	H
M	Inductance cyclique mutuelle	H
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
J	Inertie des masses tournantes	$kg.m^2$
f_r	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rd
Ω_s	Vitesse synchrone	rad/s
P	Nombre de paire de pole de la MADA	Sans unité
G	Glissement	Sans unité
Ω_r	Vitesse mécanique	rad/s
Ω_{ref}	Vitesse de référence	rad/s
Φ_{ref}	Flux de référence	Wb
(d,q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant	Sans unité
I_{ds}, I_{qs}	Courant statorique selon l'axe d,q	A
I_{dr}, I_{qr}	Courant rotorique selon l'axe d,q	A
Φ_{ds}, Φ_{qs}	Flux statorique selon l'axe d,q	Wb

Φ_{dr}, Φ_{qr}	Flux rotorique selon l'axe d,q	Wb
V_{ds}, V_{qs}	Composantes de la tension statorique dans le référentiel Synchrones	V
V_{dr}, V_{qr}	Composantes de la tension rotorique dans le référentiel Synchrones	V
L_{ss}	Matrice d'inductances statorique	H
L_{rr}	Matrice des inductances rotorique	H
M_{sr}	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor	Sans unité
U, V	biphasés de Park	V
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park	Sans unité
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse	Sans unité
K_i, K_p	Gains du régulateur PI classique	Sans unité

II. LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
FOC	Commande à flux orienté
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
Fmm	Force magnétomotrice
Fem	Force électromotrice
$PARK^{-1}$	Transformation de Park inverse
PI	Proportionnel Intégral

Liste des figures

<u>Chapitre I</u>		
Figure (I.1)	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	17
Figure (I.2)	Schéma de principe de la MADA simple	18
Figure (I.3)	Schéma de principe de MADA en cascade	19
Figure (I.4)	Schéma de principe de la MADA sans balais	19
Figure (I.5)	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	20
Figure (I.6)	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	20
Figure (I.7)	Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	20
Figure (I.8)	Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	21
Figure (I.9)	Décomposition de la transformation de Park	25
Figure (I.10)	Position spatiale des différents référentiels	26
Figure (I.12)	Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique a vide (rotor en court circuit, $V_r = 0$ et $f_r = 0$ Hz)	30
Figure (I.13)	Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$ ($V_r = 12$ v et $f_r = 20$ Hz), avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2$ sec	31
Figure (I.14)	Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$ ($V_r = 12$ v et $f_r = 10$ Hz), avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2$ sec	31
Figure (I.15)	Représentation du redresseur triphasé à diodes	32
Figure (I.16)	Représentation de la tension redressée	33
Figure (I.17)	Représentation du filtre RLC	33
Figure (I.18)	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	34
Figure (I.19)	Représentation d'un GTO	35
Figure (I.20)	Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé	37
Figure (I.21)	Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle	38

Figure (I.22)	Réponses du système avec $C_r=10\text{N.m}$ à $t = 2\text{sec}$ (onduleur du coté rotor)	39
Figure (I.23)	Réponses du système avec $C_r=10\text{N.m}$ à $t = 2\text{sec}$ (onduleur du coté rotor)	39
Chapitre II		
Figure (II.1)	Principe du pilotage découplé du couple d'une MCC	44
Figure (II.2)	Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	45
Figure (II.3)	Illustration de l'orientation du flux statoriques	46
Figure (II.4)	Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA	48
Figure (II.5)	Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA sous MATLAB/Simulink	48
Figure (II.6)	Schéma de régulation de courant I_{rd}	51
Figure (II.7)	Schéma de régulation de courant I_{rq}	52
Figure (II.8)	Schéma de régulation du flux statorique	53
Figure (II.9)	Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI	54
Figure (II.10)	Résultats de simulation de la CVD	55
Figure (II.11)	Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation à $t=2\text{s}$	56
Chapitre III		
Figure(III-1)	Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) – Fonction triangulaire, (b) – Fonction trapézoïdale, (c) – Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) – Fonction singleton	61
Figure(III-2)	Caractéristiques d'un ensemble flou	61
Figure(III-3)	Fonctions d'appartenances de $T(\text{erreur}) = \{NG, NP, EZ, PP, PG\}$	63
Figure(III-4)	Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	64
Figure(III-5)	Schéma bloc de la structure de commande flou	67
Figure(III-6)	Réponse typique d'un système à un échelon de puissance	67
Figure(III-7)	Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou	68

Figure(III-8)	Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle	69
FigureIII.9.a	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	70
FigureIII.9.b	Les composantes des flux statoriques direct Fsd et en quadrature Fs _q	70
Figure(III-9)	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors de l'introduction d'un couple de charge $C_r=10(N.m)$ d'à l'instant $t=0.6s$.et $t=1.6s$	70

Liste des tableaux

Chapitre I		
Tableau(I.1)	Etablissement des expressions des tensions simples et composées.	37
Chapitre III		
Tableau(III.1)	Méthode usuelles de l'inférence floue	66
Tableau(III.2)	Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances	69

Chapitre 0

Introduction générale

La machine asynchrone, très appréciée dans les applications industrielles pour sa grande robustesse électromécanique et son faible coût, requiert des structures de contrôles spécifiques et complexes, qui sont utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable performants.

La machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour son fonctionnement en génératrice dans les applications de l'énergie éolienne. Nos travaux concernent le fonctionnement en moteur à vitesse variable, pour l'amélioration de la robustesse de la commande de la MADA.

Actuellement plusieurs recherches et études ont émergé dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine à courant alternatif. Dans ce sens, Blaschk et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : à savoir la commande vectorielle dite aussi commande à flux orienté. Cette dernière est d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine

Afin d'obtenir avec la machine asynchrone à double alimentation des performances semblables à celle de la MCC, il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle par orientation du flux afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique.

Dans le domaine d'utilisation des vitesses variables, il existe une solution nouvelle et originale utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation « MADA », c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance.

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la microinformatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de la qualité et les cycles de production de plus en plus courts sont à base de l'utilisation des techniques de plus en plus performantes dans les applications industrielles.

La technique de réglage par logique floue, permet à la commande d'être insensible à de telles variations, la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne. La Commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone. Elle assure une bonne orientation du flux statorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.

L'objectif général de ce mémoire était l'application des techniques de l'intelligence artificielle pour la commande de la machine asynchrone à double alimentation.

Notre mémoire est composé de quatre chapitres :

Le premier chapitre:

Dans le premier chapitre nous dressons une étude de la MADA, ainsi qu'un bilan de ses avantages et de ses inconvénients. Notre choix s'est orienté vers une configuration utilisant deux onduleurs reliés aux enroulements statorique de la MADA. Nous présenterons le modèle mathématique biphasé de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant l'étude que fera l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation statorique et rotorique. Les simulations seront présentées avec interprétation tirant une conclusion.

Le deuxième chapitre:

On a dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle avec orientation au flux statorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. Les performances de cette commande vectorielle seront validées par des résultats de simulation seront présentés.

Le troisième chapitre :

Le troisième chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue. La deuxième partie du chapitre est consacrée à l'étude de la robustesse de la commande. Les performances de cette méthode PI floue seront montrées par des résultats de simulation par ce régulateur flou. Ensuite, a pour but de présente la comparaison enter la commande vectorielle et la logique floue.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

Chapitre I

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

I.1 Introduction

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine asynchrone doublement alimentée « MADA » pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime et aéronautique. La MADA a fait l'objet des vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée.

L'objectif de ce chapitre est de mener un état de l'art sur la MADA, concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, domaines d'applications et la modélisation de la machine ainsi que la modélisation du système d'alimentation. Finalement des résultats de simulations.

I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation

Connue depuis 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures, le stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans les quelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (Figure (I.1)).

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers d'un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général [2].

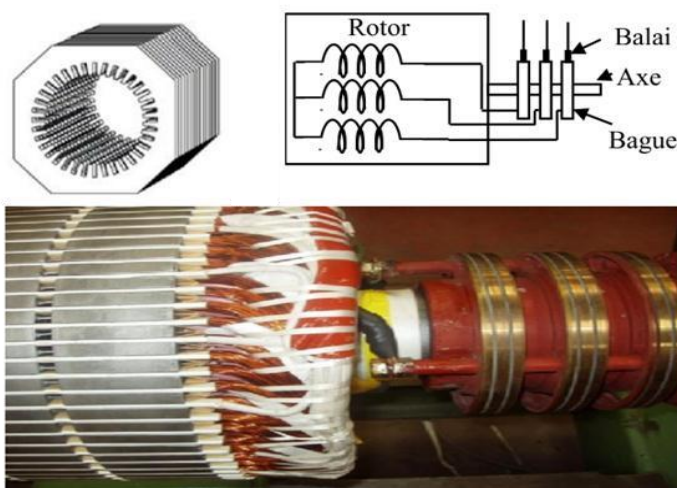


Figure (I.1) : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Les convertisseurs utilisés sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensé par l'économie réalisée sur le convertisseur. Cette configuration fera l'objet d'une étude détaillée dans la seconde partie de ce travail.

I.3 Classification de la MADA

I.3.1 MADA Simple (rotor bobiné)

La figure (I.2) illustre le schéma de principe de ce type de machines, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine devient une grandeur contrôlable.

Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé par un redresseur et un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC) : cyclo convertisseur ou convertisseur matriciel [3, 4].

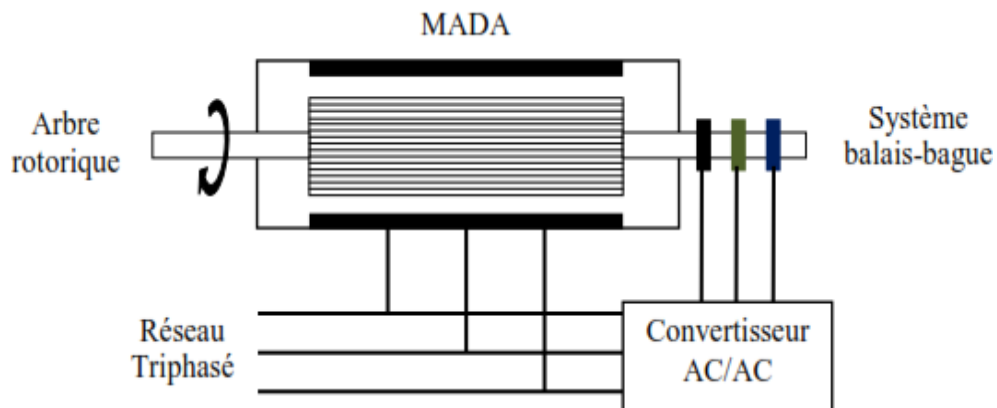


Figure (I.2) : Schéma de principe de la MADA simple.

L'avantage de cette machine est que le rotor n'est plus une cage d'écureuil ou composé d'aimants permanents, mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques raccordés en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques [4].

I.3.2 Machine à double alimentation en cascade

MADA en "cascade", deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.3) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [5].

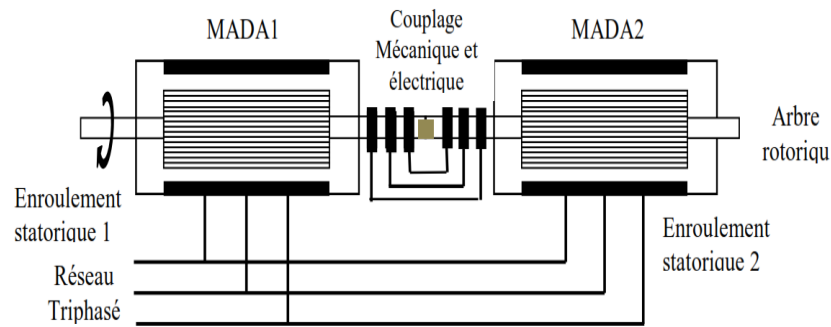


Figure (I.3) : Schéma de principe de MADA en cascade.

I.3.3 Machine à double alimentation sans balais

MADA sans balai, machine très proche de la précédente sauf que cette fois-ci, les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil (Brushless Doubly Fed Machine). Nous présentons sur la figure (I.4) un schéma de principe de ce type de machine [5].

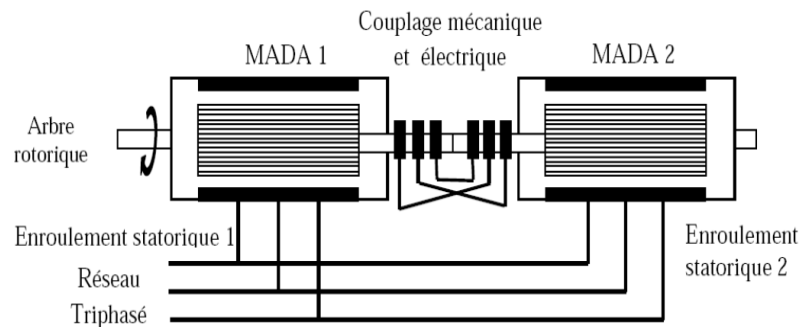


Figure (I.4) : Schéma de principe de la MADA sans balais.

I.4 Modes de fonctionnement de la MADA

Le mode du fonctionnement ou le stator connecté directement au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur sera traité dans cette travail. La MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. 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 [6].

I.4.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La figure (I.5) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement

moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor [7].

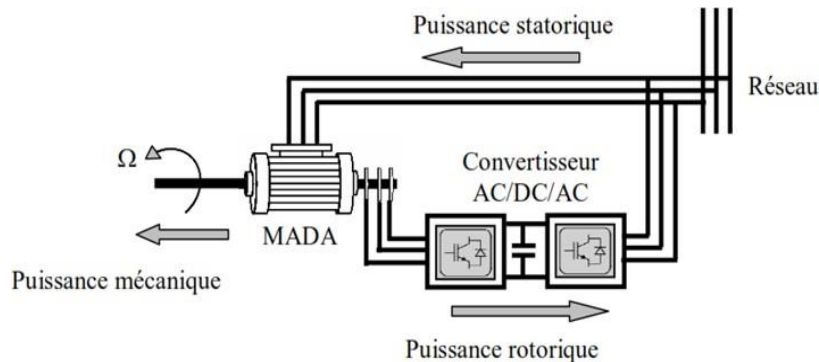


Figure (I.5) : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

I.4.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La figure (I.6) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [7].

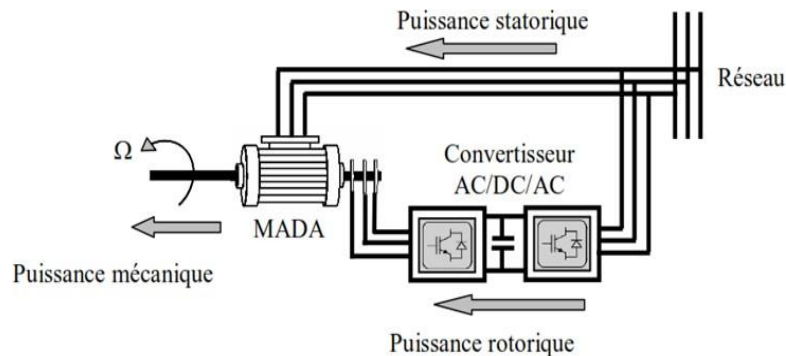


Figure (I.6) : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.

I.4.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone

La figure (I.7) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est alors absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme [7].

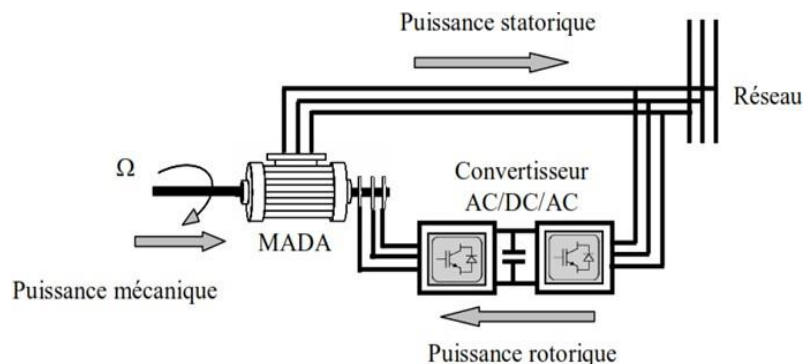


Figure (I.7) : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

I.4.4 Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

La figure (I.8) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [7].

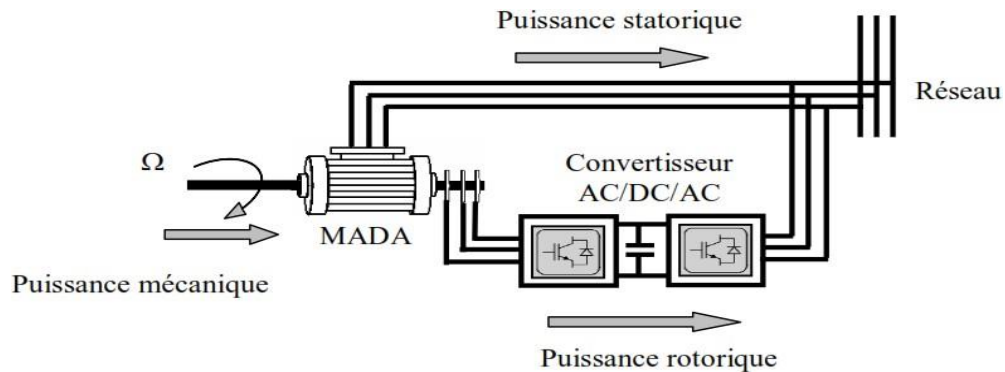


Figure (I.8) : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone.

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

I.5 Avantages et inconvénients de la MADA

Les principaux avantages et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors l'utilisation dans les différents domaines des vitesses variables [7-11] :

I.5.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer [4, 9] :

- La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse; L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances active et réactive ;
- La possibilité de fonctionner la MADA comme un filtre actif pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques ;
- La possibilité de fonctionner à couple constant au de la vitesse nominale : La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances, elle est envisagée pour des puissances élevées (>1MW) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage ;

- La MADA est une "machine généralisée", effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines. Par extension, cette généralisation nous permet d'envisager le pilotage de cette machine de manière plus globale en le dédiant à la gestion de l'optimisation des échanges d'énergie au sein du système auquel la MADA est intégrée; La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).

I.5.2 Inconvénients de la MADA

Malgré les avantages, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système bagues-balais comme [8] :

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

I.6 Domaines d'applications de la MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ses nombreux avantages. En effet, la "MADA" est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens.

De plus, le fonctionnement en générateur présente la "MADA" comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que [5, 10] :

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.
- La "MADA" peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que :
- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines;

- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc....

Le second axe est consacré à une autre configuration des entraînements électriques avec la MADA qui est destinée à des applications industrielles telles le laminage, les enrouleurs dérouleurs, le pompage, la traction ferroviaire, la propulsion maritime ou encore toute application demandant une large plage de fonctionnement à puissance constante. Contrairement au cas précédent peu de travaux se sont intéressés à ce type de configuration avec un fonctionnement moteur [12].

I.7 Modélisation de la machine asynchrone double alimentation

La machine asynchrone double alimentation est un système non linéaire très complexe. Une commande performante sur cette machine, pour ses différents régimes de fonctionnement, nécessite une modélisation mathématique plus précise pour représenter son comportement de manière satisfaisante et réelle.

I.7.1 hypothèses simplificatrices

Il est très difficile de modéliser la MADA vu sa structure et sa géométrie complexes, d'où la nécessité d'adopter certaines hypothèses qui permettent d'obtenir un modèle simple et le plus proche possible de la réalité. Ces hypothèses sont les suivantes [6] :

- La géométrie de la machine est symétrique, et l'épaisseur de l'entrefer est uniforme.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants. Les pertes par hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau et l'effet des encoches sont négligeables.
- Les résistances et les coefficients d'inductances propres sont constants et les enroulements ne dépendent pas de la température. Les coefficients d'inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.
- Les forces magnétomotrices créées par le stator ou le rotor ont une répartition sinusoïdale.

I.7.2 Equations électrique

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent :

I.7.2.1 Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

Avec: V_s et Φ_s ; la tension et le flux statoriques, I_s et R_s ; le courant et la résistance statorique

I.7.2.2 Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

Avec : V_r et Φ_r ; la tension et le flux rotoriques, I_r et R_r ; le courant et la résistance rotorique.

I.7.3 Equations magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Les valeurs des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} M_1 = m \cos(\theta) \\ M_2 = m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = m \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Avec : M ; valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

I.7.4 La transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer des référentiels (A,B,C) vers (α, β, O) , puis (d, q, O) . Le référentiel (α, β, O) est toujours fixe, par rapport à (A,B,C), par contre le référentiel (d, q, O) est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β, O) un angle qui est appelé angle de la transformation de Park, ou angle de Park [2].

On désigne par : "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature arrière. La rotation dans le sens horaire est introduite par la matrice suivante :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

Donc :

$$[X_{d,q,o}] = [R(\alpha)][X_{\alpha,\beta,o}] \quad (I-5)$$

Avec : $R(\theta)$ la matrice de rotation de Park.

La figure (II.2) montre le principe de la transformation de Park

$$\begin{bmatrix} X_{d,q,o} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_{a,b,c} \end{bmatrix}$$

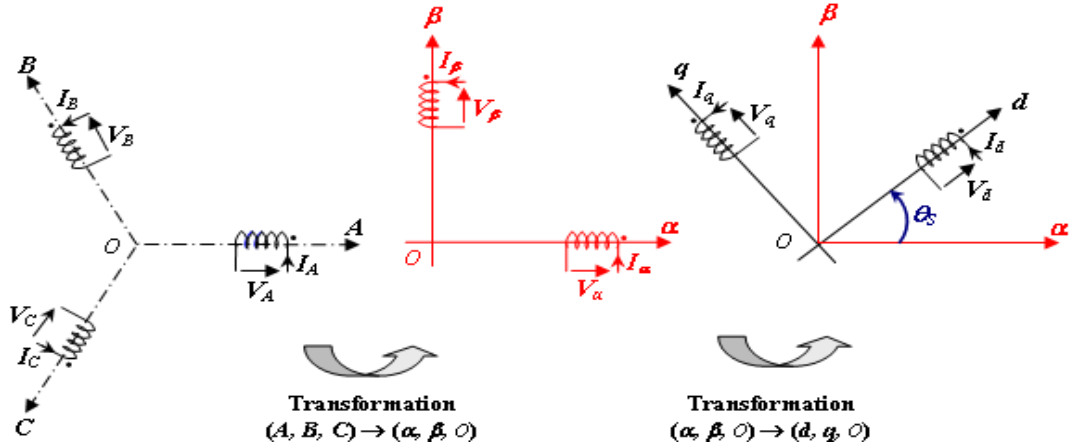


Figure (I.9) : Décomposition de la transformation de Park [2].

Pour conserver l'invariance de la puissance instantanée on utilise la transformation de Concordia (voir annexe B) associée à la matrice de rotation. La transformation de Park est alors définie de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} X_{d,q,o} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_{a,b,c} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

Les nouvelles variables x_d et x_q sont appelées respectivement composantes directe et en quadrature. La transformation inverse est définie par :

$$\begin{bmatrix} X_{d,q,o} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_{A,b,C} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ Représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park

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

$$[P(\theta)][P(\theta)]^T = [1] \quad (I-10)$$

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

I.7.5 Application de la transformation de Park à la MADA

Les enroulements réels statoriques (A, B, C) et rotoriques (a, b, c) sont transformés respectivement en deux enroulements statoriques fictifs et deux enroulements également fictifs rotoriques dans un même référentiel diphasé (U, V, o) afin de simplifier les équations. Désignons par θ_s et θ_r les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park [8].

La figure (I.10) illustre la position relative des différents référentiels dans l'espace.

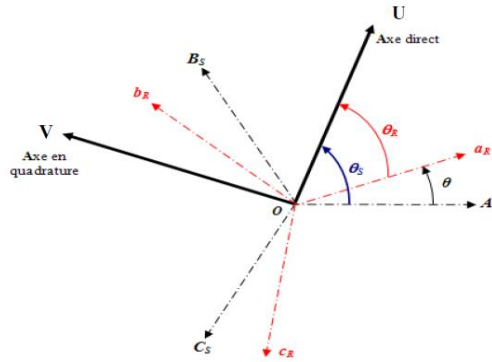


Figure (I.10) : Position spatiale des différents référentiels.

I.7.6 Equations électriques et magnétiques suivant l'axe(U, V)

$$\begin{cases} V_{us} = R_s I_{us} + \frac{d\Phi_{us}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s I_{vs} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{us} \\ V_{ur} = R_r I_{ur} + \frac{d\Phi_{ur}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{vr} \\ V_{vr} = R_r I_{vr} + \frac{d\Phi_{vr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{ur} \end{cases} \quad (I-11)$$

Avec : ω : Vitesse rotorique

ω_{coor} :Vitesse du système d'axe (U, V).

Les expressions des flux statoriques et rotoriques l'axe suivant (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{us} = l_s I_{us} + M I_{ur} \\ \Phi_{vs} = l_s I_{vs} + M I_{vr} \\ \Phi_{ur} = l_r I_{ur} + M I_{us} \\ \Phi_{vr} = l_r I_{vr} + M I_{vs} \end{cases} \quad (I-12)$$

Avec :

$l_r = L_r - M_r$: inductance cyclique propre du rotor

$l_s = L_s - M_s$: inductance cyclique propre du stator

$M = \frac{3}{2} l_m$: inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

I.7.7 Choix du référentiel

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe.

A partir du système d'axe (u,v) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles

I.7.7.1 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

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

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

I.7.7.2 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y):

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$\omega_r = 0 = \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques

I.7.7.3 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q):

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $\omega_s = \omega_r + \omega_m$ dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Cette dernière représentation qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

En remplace (I-19) dans (I-17) et (I-18) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d I_{ds}}{dt} + M \frac{d I_{dr}}{dt} - \omega_s l_s I_{qs} - \omega_s M I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d I_{qs}}{dt} + M \frac{d I_{qr}}{dt} - \omega_s l_s I_{ds} - \omega_s M I_{dr} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d I_{dr}}{dt} + M \frac{d I_{ds}}{dt} - \omega_l r I_{qr} - \omega M I_{qs} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d I_{qr}}{dt} + M \frac{d I_{qs}}{dt} - \omega_l r I_{ds} - \omega M I_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel à un fait que les grandeurs deviennent continues.

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

$$C_m = P \cdot M \cdot (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \quad (\text{I-21})$$

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{I-22})$$

C_m et C_r ; le couple électromagnétique et le couple résistant (la charge mécanique).

f et j ; coefficient de frottement et moment d'inertie de l'arbre de rotor .

1.7.8 Modelé d'état de la MADA

Le système d'équations de tensions de la machine peut être écrit sous la forme matricielle comme suit [13, 14].

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U]. \quad (\text{I-23})$$

Avec :

$$[X] = [\varphi_{sd} \varphi_{sq} i_{rd} i_{rq}]^t$$

$$[U] = [v_{sd} v_{sq} v_{rd} v_{rq}]^t$$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{t_s} & w_s & \frac{M}{t_s} & 0 \\ -w_s & \frac{-1}{t_s} & 0 & \frac{M}{t_s} \\ a & -\beta(w_s - w_r) & -\delta & w_r \\ \beta(w_s - w_r) & a & -w_r & -\delta \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_r L_s} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

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

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

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

$$[A] = [A_1] + w_s \cdot [A_1] + w_r \cdot [A_1] \quad (I-24)$$

Telle que :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{t_s} & 0 & \frac{M}{t_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{t_s} & 0 & \frac{M}{t_s} \\ a & 0 & -\delta & 0 \\ 0 & a & 0 & -\delta \end{bmatrix} \quad [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 1 \\ -\beta & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

I.8 Résultat de simulation

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel **MATLAB/Simulink**. Les paramètres de la machine. Pour faire un bon fonctionnement de la MADA, on préfère de suivre la procédure suivante :

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

II.8.1 fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique en charge

La figure (I.11), représente le fonctionnement de la MADA sous la charge nominale (10 N.m) après un démarrage à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 314 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.23 sec, et on remarque également que le courant du rotor est faible.

Après l'introduction de la charge à l'instant $t = 2$ sec, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la vitesse de 314 rad/sec à 307.6 rad/sec environ, traduite par une

augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.

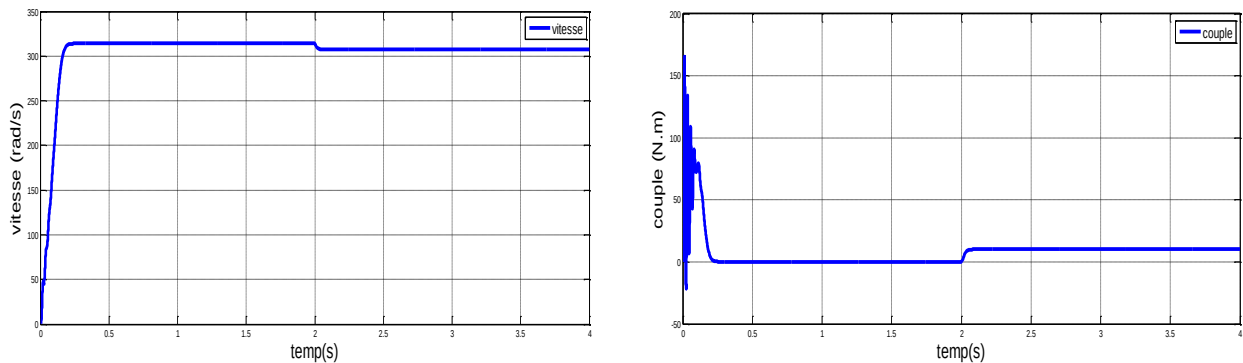


Fig I.11 Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique en charge

II.8.1 fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique à vide

La figure (I.12), représente le fonctionnement de la MADA à vide et sans alimentation rotorique (elle fonctionne comme une machine asynchrone classique), on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 314 rd/s environ au bout d'un temps de réponse de 0.23 sec, et on remarque également que le courant du rotor est faible.

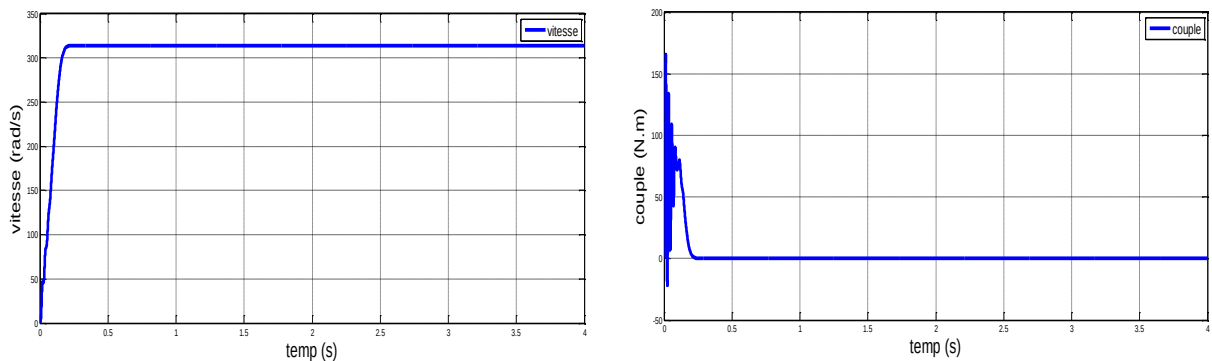
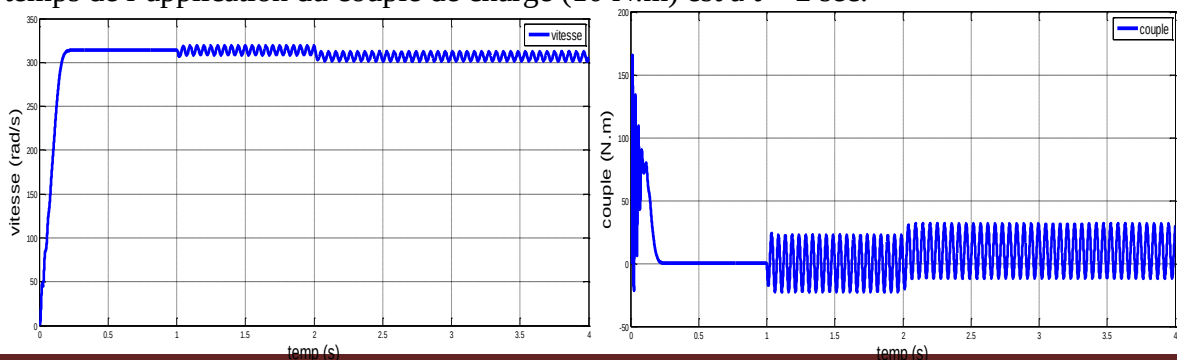


Fig I.12 Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique à vide.

Pour le deuxième mode de fonctionnement, on a simulé le comportement dynamique de la MADA avec une alimentation rotorique ($V_r = 12$ v, $f_r = 20$ Hz), on fait tourner la MADA en mode asynchrone dans quelques secondes puis on injecte une tension alternative aux bornes du rotor, nous supposons que l'instant de l'injection d'une tension est $t = 1$ sec et le temps de l'application du couple de charge (10 N.m) est à $t = 2$ sec.



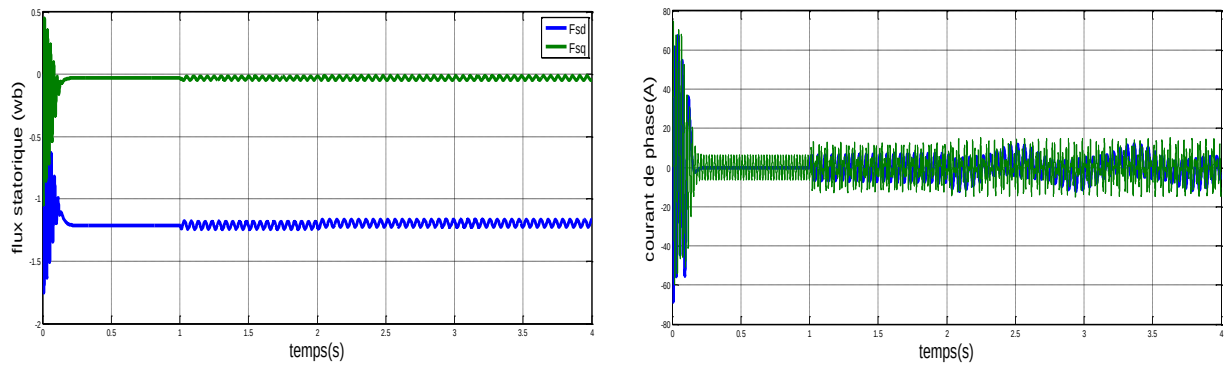


Fig I.13 Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$ ($V_r = 12\text{ V}$ et $f_r = 20\text{ Hz}$), avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2\text{ sec}$.

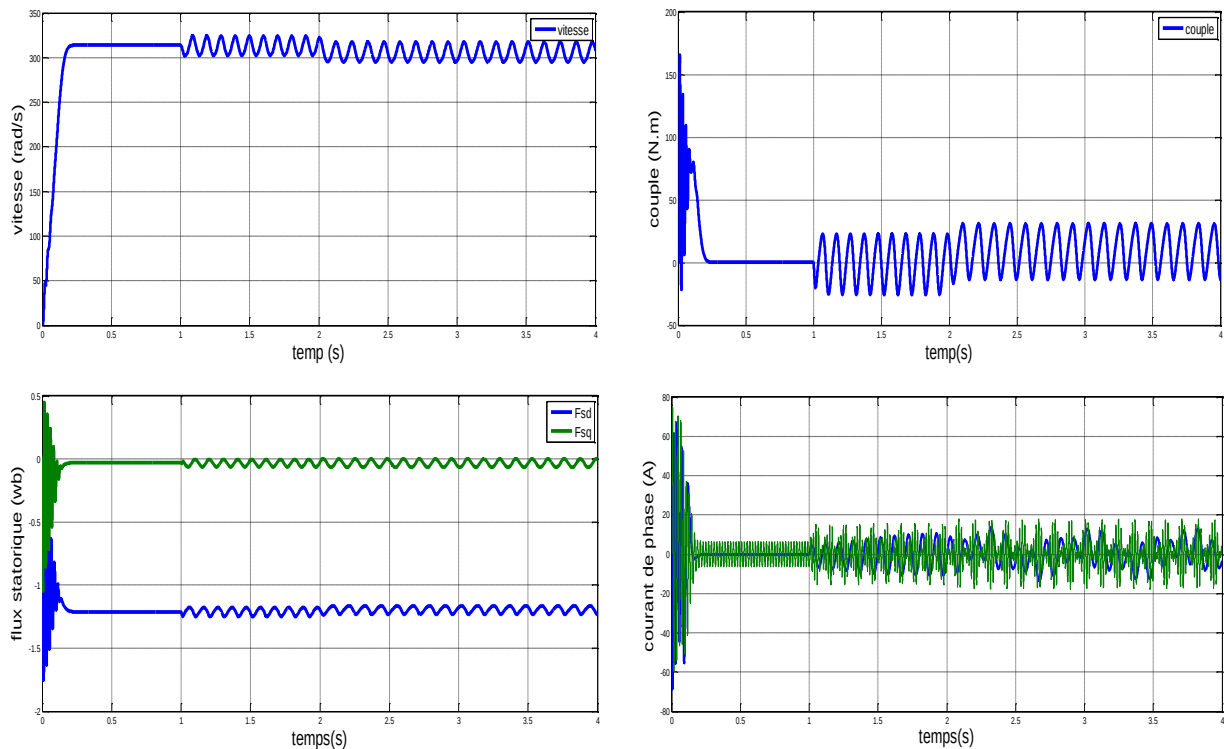


Fig I.14 Résultats de simulation de la MADA avec alimentation rotorique à $t=1s$ ($V_r = 12\text{ V}$ et $f_r = 10\text{ Hz}$), avec un couple de charge (10 N.m) à $t = 2\text{ sec}$.

I.9 Modélisation du système d'alimentation

I.9.1 Modélisation du Redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [16].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure I.15). L'alimentation

du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

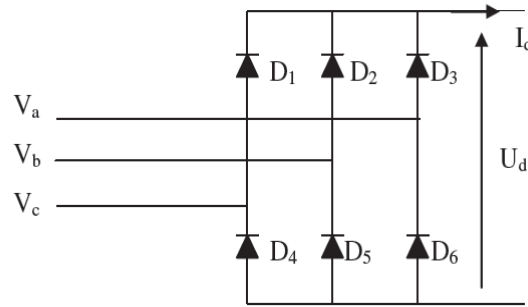


Figure (I.15) : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d . Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d . On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement et aux pertes dans les diodes [17]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant:

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_b(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I-25)$$

Pour obtenir une tension continue, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées. Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit l'une des deux diodes et conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 . Ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) ; j=1,2,3$$

Un raisonnement analogue conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3$$

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

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

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) ; j = 1, 2, 3$$

Donc la tension U_{red}

$$U_{red} = \max[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] - \min[V_A(t), V_B(t), V_C(t)] \quad (I-26)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_{red}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (I-27)$$

Son facteur d ondulation est donnée par :

$$k \% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2U_d} = 7\% \quad (I-28)$$

La tension redressée est représentée par la figure (I.16) :

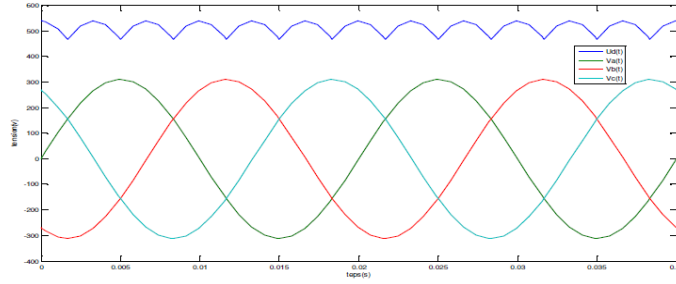


Figure (I.16) : Représentation de la tension redressée.

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

I.9.2 Modélisation du Filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [16]. Le principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

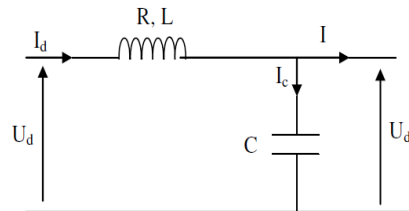


Figure (I.17) : Représentation du filtre RLC

Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [17].

L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [17]. Les équations du filtre sont données par :

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R I_d + U_{dc}(t) & (I-29) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) & (I-30) \end{cases}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(t)}{U_d(t)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{redressée}} = \frac{1}{LCs^2 + RCS + 1} \quad (I-31)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [17] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_c \quad (\text{I-32})$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

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

$$f_c < 2f \text{ donc } L_f C_f > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes [17] :

$$L_f = 100 \text{ mH}; C_f = 250 \text{ }\mu\text{F}$$

I.9.3 Modélisation de l'onduleur de Tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure I.18). Les couples d'interrupteurs (K_{11} , K_{21}), (K_{12} , K_{22}), (K_{13} , K_{23}) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [18]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

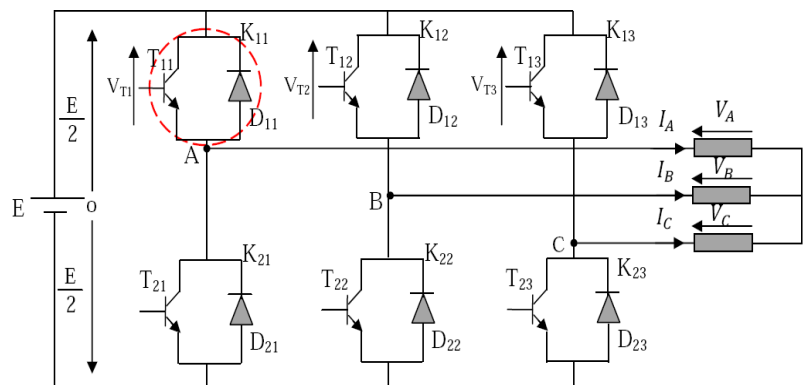


Figure (I.18) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [17]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.19).

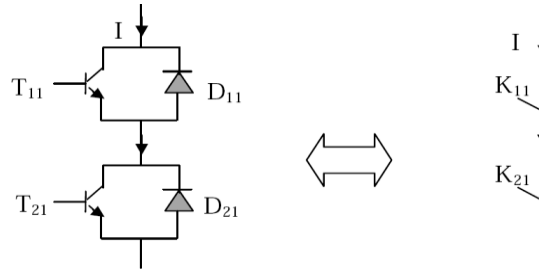


Figure (I.19) : Représentation d'un GTO [17].

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

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [16].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{aligned} V_A &= V_{AO} + V_{On} \\ V_B &= V_{BO} + V_{On} \\ V_C &= V_{CO} + V_{On} \end{aligned} \quad (I-33)$$

Par addition on a :

$$V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3V_{On} = 0 \quad (I-34)$$

On remplace (I.34) dans (I.33), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = \frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (I-35)$$

On peut écrire le système (I.35) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{I-36})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{I-37})$$

$$\text{Tel que : } \begin{cases} S_1=1 & \text{si } K_{11} \text{ ferme si non } S_1=-1 & \text{donc } K_{11} \text{ ouvert.} \\ S_2=1 & \text{si } K_{12} \text{ ferme si non } S_2=-1 & \text{donc } K_{12} \text{ ouvert.} \\ S_3=1 & \text{si } K_{13} \text{ ferme si non } S_3=-1 & \text{donc } K_{13} \text{ ouvert.} \end{cases}$$

On remplace (I.36) dans (I.37), on aura le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I-38})$$

Le système (I.38) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI. Le tableau ci-dessous montre les expressions qui prennent les tensions simples et les tensions composées, en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs **K1, K2, K3** (les états de **K4, K5, K6** sont respectivement complémentaires de ceux de **K1, K2, K3**).

K_{11}	K_{12}	K_{13}	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
F	F	F	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	0
F	0	F	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E	-E	0
F	F	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	-E/3	-2E/3	0	E	-E
F	0	0	E/2	-E/2	E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E	0	-E
0	F	F	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E	0	E
0	0	F	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	0	-E	E
0	F	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E	E	0
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0

Table (I.1) : Etablissement des expressions des tensions simples et composées.

À partir de ce résultat, on peut donner le modèle de l'onduleur triphasé, figure (I.18), sous forme de schéma bloc que l'on plantera sous *Simulink*.

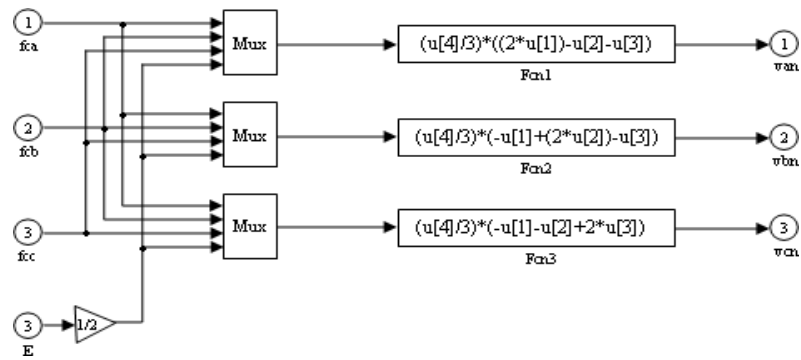


Figure (I.20) : Modèle sous Simulink de l'onduleur triphasé.

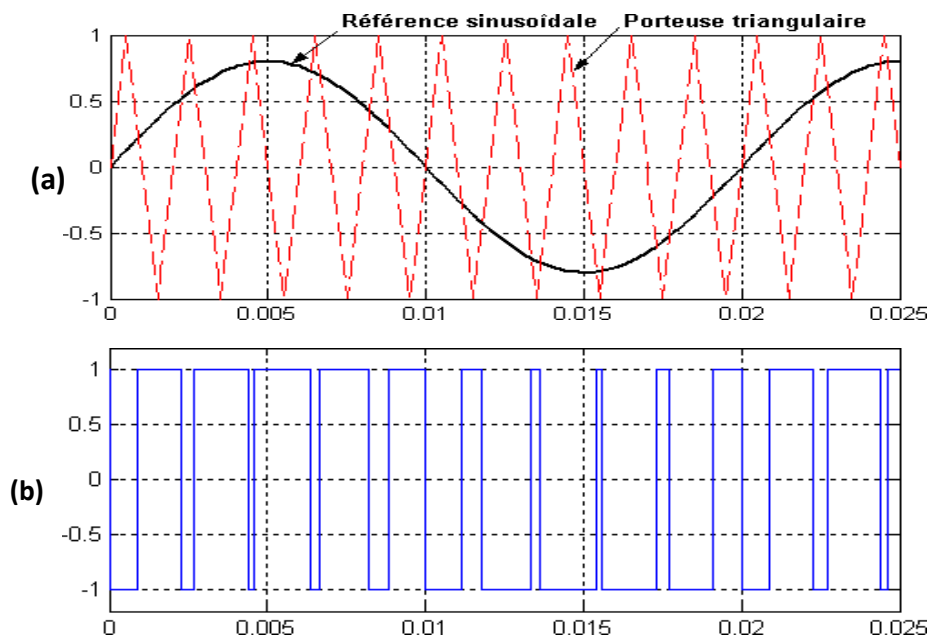
I.9.4 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence : $m = f_p / f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_p à la valeur crête V_r de la porteuse : $r = V_r / V_p$

Le schéma de principe est donné par la figure (I.21).



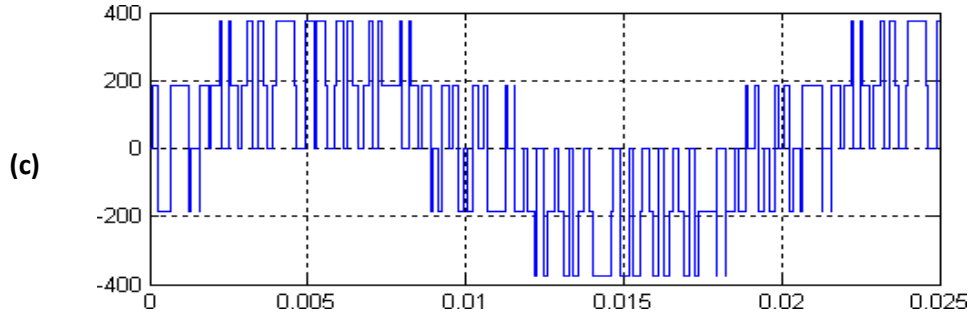


Figure (I.21) : Principe et réponses de la commande MLI sinus-triangle.

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

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} X_1(t) = V_P \left(-1 + 4 \frac{t}{T_P}\right) \\ X_2(t) = V_P \left(3 - 4 \frac{t}{T_P}\right) \end{cases} \text{ si } \begin{cases} t \in \left[0; \frac{T_P}{2}\right] \\ t \in \left[\frac{T_P}{2}; T_P\right] \end{cases} \quad (\text{I-39})$$

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

$$\begin{cases} V_{rA}(t) = V_r \sin 2\pi f_r t \\ V_{rB}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{rC}(t) = V_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-40})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_1, S_2 et S_3 des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I.41) suivante :

$$S_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{r_{ABC}} - X(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (V_{r_{ABC}} - X(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I-41})$$

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

I.10 Simulation de l'association MADA avec onduleurs à MLI

La figure (I.22), représente les réponses de simulation de la MADA avec une

alimentation statorique (220v ,50Hz) et du coté rotorique par alimentation à travers un onduleur (12v ,10Hz à $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 10N.m à $t= 2sec$.

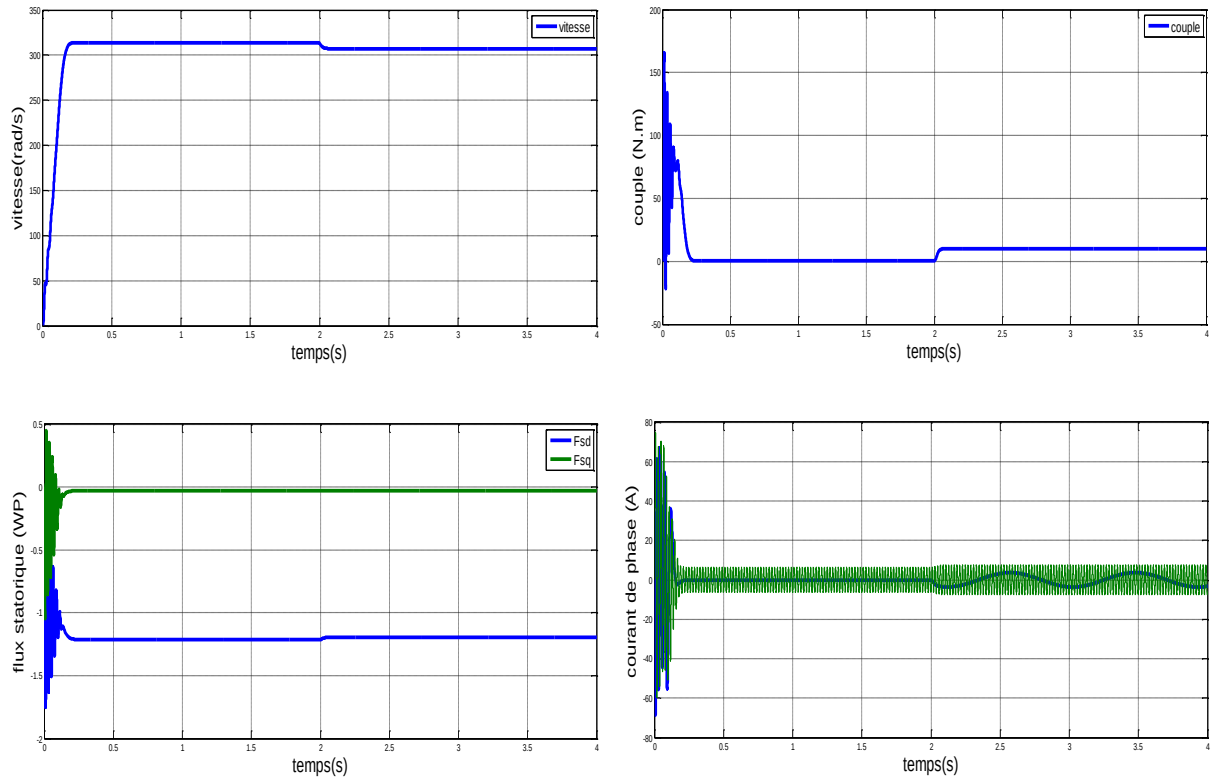


Fig I.22 Réponses du système avec $Cr=10N.m$ à $t = 2sec$ (onduleur du coté rotor)

La figure (I.23), représente les réponses de simulation de la MADA avec une alimentation statorique (220v ,50Hz) et du coté rotorique par alimentation à travers un onduleur (12v ,20Hz à $t=1s$), avec une application d'un couple de charge de 10N.m à $t= 2sec$.

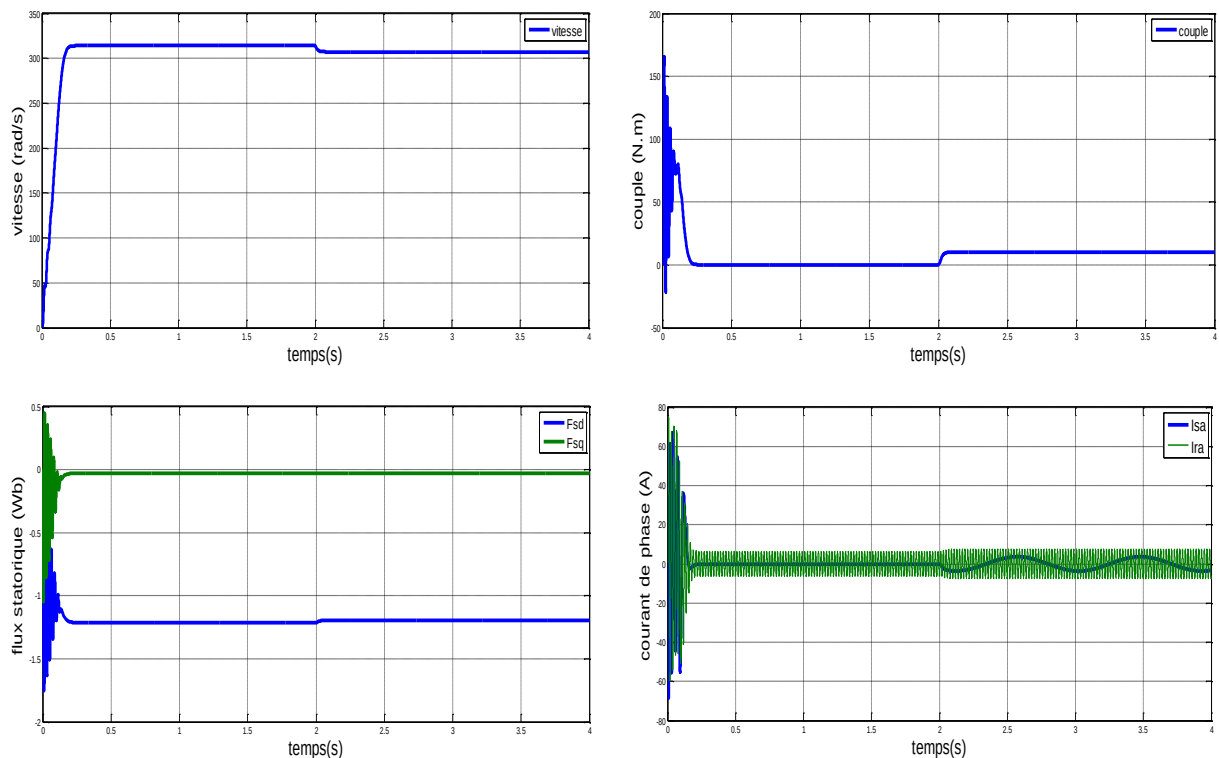


Fig I.23 Réponses du système avec $Cr=10N.m$ à $t = 2sec$ (onduleur du côté rotor)

Dans cette partie nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone à double alimentation MADA dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre l'onduleur MLI.

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ainsi que ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle de la machine dans le repère (a,b,c) auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique de la MLI à hystérésis pour le commander. La modélisation de la MADA et de son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en oeuvre de la commande. Qui sera le sujet du chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

II.1 Introduction

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant.

Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [7].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable dans le cas de la MADA aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [3].

Nous nous proposons dans ce chapitre d'étudier le comportement de la machine asynchrone à double alimentation en commande vectorielle.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA alimentée par deux onduleurs de tension basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en moteur. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques.

II.2 Généralités sur la commande vectorielle

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [12].

II.2.1 But de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [4].

II.2.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe du pilotage vectoriel des machines électriques est déduit de la machine à courant continu qui était dominante dans le marché industriel des machines à vitesse variable à cause de son caractère spécial lié au contrôle séparé du flux par le courant d'excitation et du couple par le courant d'induit [13].

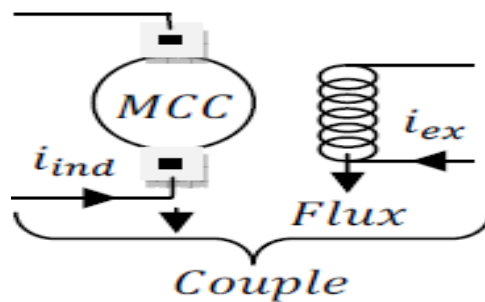


Figure (II.1) : Principe du pilotage découplé du couple d'une MCC.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{ds} et i_{qs} sont mutuellement découplées [15].

II.2.3 Les types de la commande vectorielle

II.2.3.1 Commande vectorielle directe

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

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

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur.

L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques.

Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [15]. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine.

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

Le non fiabilité de la mesure de flux.

Problème de filtrage du signal mesuré.

Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

II.2.3.2 Commande vectorielle indirecte

Cette technique de commande est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations [12].

II.2.4 Application de la commande vectorielle à la MADA

L'expression du couple électromagnétique de la MADA permet de considérer de point de vue conversion, la machine asynchrone comme l'association mécanique de deux machines à courant continu, ce qui permet de mieux interpréter le problème de couplage entre les grandeurs des deux axes, direct et en quadrature. En effet, l'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par [4] :

$$C_{em} = K_a \varphi(I_f) I_a$$

$\varphi(I_f)$: Est le flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (II.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [16].

On peut schématiser cette méthode comme suit :

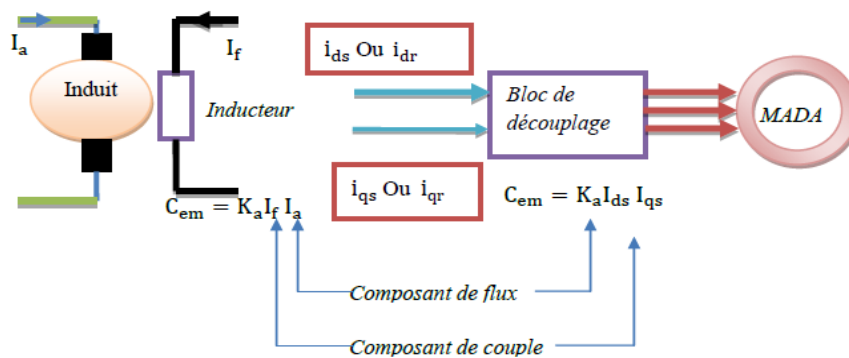


Figure (II.2) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

II.2.4.1 Procède d'orientation du flux [23]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rq} = 0 \iff \phi_{rd} = \phi_r$
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sq} = 0 \iff \phi_{sd} = \phi_s$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{gq} = 0 \iff \phi_{gd} = \phi_g$

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

II.2.4.2 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

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

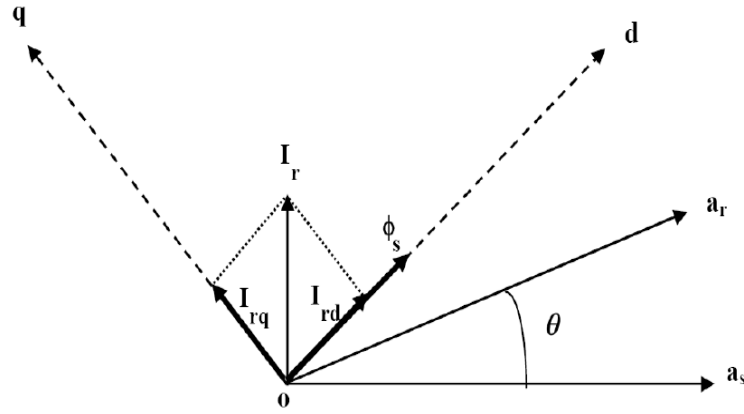


Figure (II.3) : Illustration de l'orientation du flux statoriques [36].

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour Cela, on se place dans un référentiel (d - q) lié au champ tournant avec une orientation du flux Statoriques (l'axe d aligné avec la direction du flux statoriques) comme le montre la figure (II.3). On obtient :

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

On remplace l'équation (II.1) dans l'équation (I.19), on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \phi_{rd} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \phi_{rq} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \\ I_{sd} = 0 \\ I_{rd} = \frac{\phi^*}{M} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

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

Dans ce cas, nous obtenons un facteur de puissance unitaire au stator, donc la puissance réactive statorique est nulle $Q=0$ [32].

Ces simplifications conduisent à l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \cdot \phi_{sn} \cdot \sin I_{sq} = K \cdot I_{sq} \quad \text{tel que} \quad K = P \cdot \phi_{sn}$$

Cette expression est semblable à celle d'une machine à courant continu où un découplage entre le flux $\overline{\Phi_s}$ et le couple électromagnétique C_{em} est naturel.

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (II.3)$$

En remplaçant l'équation (II.1) dans (II.3) on trouve :

$$C_{em} = \frac{P.M}{L_s} (-\phi_{sd} I_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s I_{rq} \quad (II.4)$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s}{PM} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad (II.5)$$

De l'équation (I.20) on a :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s M}{L_s} I_{rq} + V_{sq} \right) / \phi_s^* \quad (II.6)$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sd} - M I_{rd}) \end{cases} \quad (II.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \Rightarrow I_{sq} = \frac{1}{L_s} (\phi_{sq} - M I_{rq}) \end{cases} \quad (II.8)$$

On remplace l'équation (II.7) dans (I.20.a) et l'équation (II.8) dans (I.20.b) on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T} \phi_{sd} \end{cases} \quad (II.9)$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (II.10)$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique ϕ_{sq} et le courant rotorique I_{rd} . En remplaçant l'équation (II.7) dans l'équation (I.19.c) et l'équation (I.8) dans l'équation (I.19.d), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd} \end{cases} \quad (II.11)$$

$$\begin{cases} \phi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq} \end{cases} \quad (II.12)$$

En introduisant les équations (II.9), (II.11) et (I.12) dans l'équation (I.20.c) et dans l'équation (I.20.d) on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (w_s - w) \sigma L_r I_{rq} & (II.13) \\ V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} w \phi_{sd} + (w_s - w) \sigma L_r I_{rd} & (II.14) \end{cases}$$

II.2.5 Structure de la commande vectorielle directe de la MADA

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe d est montré par la figure ci-dessous. (II.4).

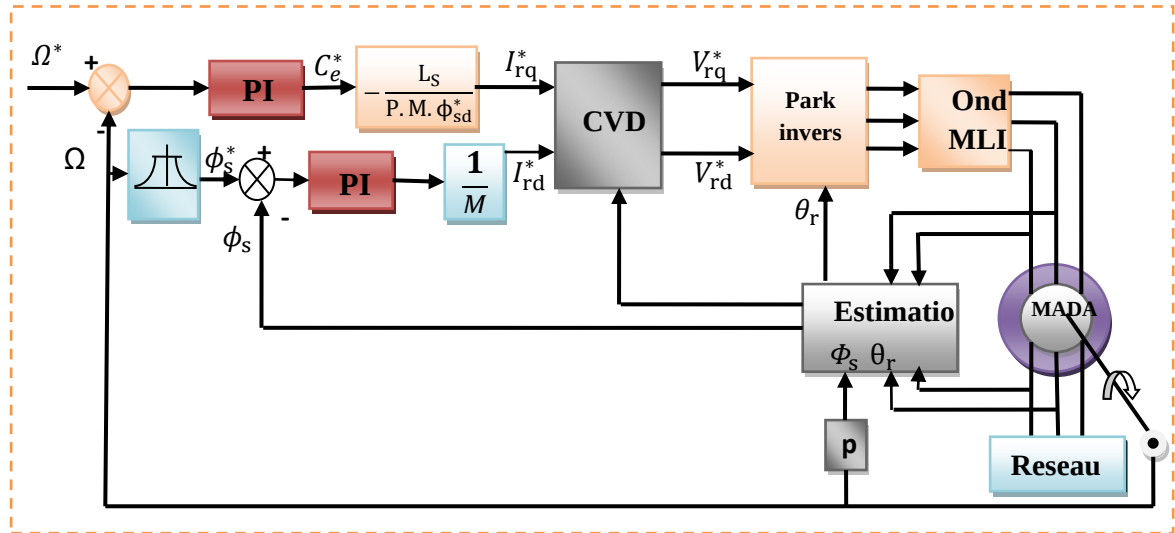


Figure (II.4) : Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

La figure (II.5) représente le schéma bloc développé de la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée MADA.

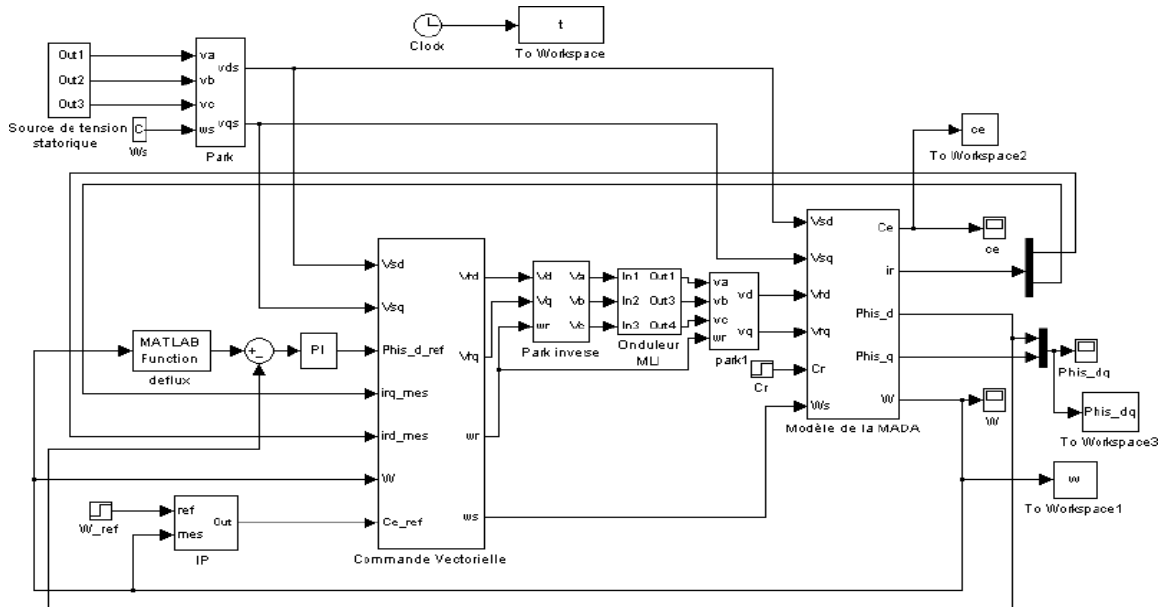


Figure (II.5) : Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA sous MATLAB/Simulink.

II.2.5.1 Défluxage

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

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} (\phi_{sq} I_{rd} - \phi_{sd} I_{rq}) \quad (II.15)$$

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

$$C_{em} = -\frac{PM}{L_s} \phi_s I_{rd} \quad (II.16)$$

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

$$P_e = C_e \Omega \quad (II.17)$$

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

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le suréchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [2] :

$$\phi_s^* = \begin{cases} s\phi_n \\ \phi_{sn} \frac{|\omega|}{\omega_n} \end{cases} \quad (II.18)$$

$$\omega_n = P \cdot \Omega_n$$

$$\phi_{sn}$$

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

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

ϕ_{sn} : est le flux statorique nominal.

II.2.5.2 Principe du découplage par compensation

D'après les équations (II.13) et (II.14), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q .

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

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{Rq} \\ E_q = \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{Rd} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(II.19)} \\ \text{(II.20)} \end{matrix}$$

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

$$\begin{cases} V_{Rd1} = V_{Rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \\ V_{Rq1} = V_{Rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(II.21)} \\ \text{(II.22)} \end{matrix}$$

II.2.5.3 Estimation du flux statorique

Dans la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire. En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes (I.3, 20, 23 et 24), (II.13 et 14):

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{Rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{Rq} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(II.23)} \\ \text{(II.24)} \end{matrix}$$

La position du flux statorique est calculée par l'équation suivante :

$$\theta_R = \theta_s - \theta \quad \text{(II.25)}$$

Tel que :

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

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor

II.2.5.4 Dimensionnement des régulateurs

II.2.5.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse

II.2.5.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques

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

II.2.5.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.56) et par l'annulation du terme de compensation E_d .

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r S) I_{rd} \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{1}{R_r} \frac{1}{1 + \sigma T_r S} \quad (\text{II.27})$$

La boucle de régulation de courant I_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure (II.6) :

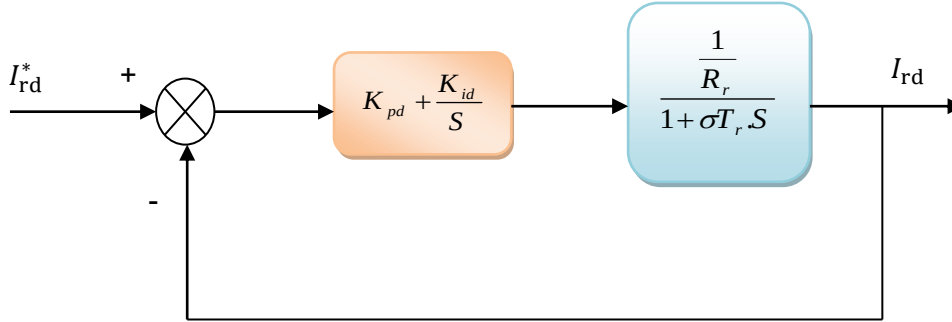


Figure (II.6) : Schéma de régulation de courant I_{rd} .

Soit un régulateur **PI** de fonction de transfert :

$$PI(S) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \quad (\text{II.28})$$

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

$$FTBO(S)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r S} \left[\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right] \frac{1}{1 + \sigma T_r S} \quad (\text{II.29})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (\text{II.30})$$

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

$$FTBO(S)_{I_{rd}} = \frac{K_{id}}{R_r S} \quad (\text{II.31})$$

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

$$G(S) = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (\text{II.32})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (II.6) sera :

$$FTBF(s)_{Ird} = \frac{1}{1 + \frac{Rr}{K_{id}}s} \quad (II.33)$$

(II.33) on trouve :

$$\tau = \frac{Rr}{K_{id}} \quad (II.34)$$

De l'expression (II.30) et (II.34) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{Rr}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma Lr}{\tau} \end{cases} \quad (II.35)$$

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

II.2.5.4.1.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature :

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation (II.14) et par l'annulation de E_q

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left[R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right] I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right) I_{rq} \quad (II.36)$$

OU :

$$K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \quad (II.37)$$

Donc :

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{1}{K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} s \right)} \quad (II.38)$$

La boucle de régulation de courant I_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.7 :

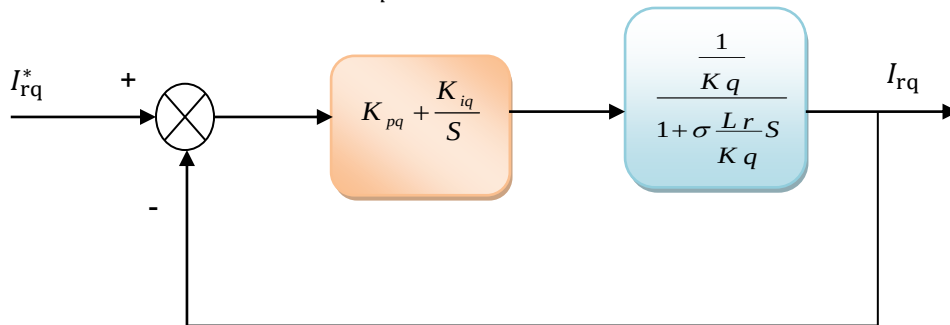


Figure (II.7) : Schéma de régulation de courant I_{rq} .

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et k_{iq} sera procédé de la même façon que pour le Courant I_{rd} Alors, nous trouvons :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left[R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right] / \tau \end{array} \right. \quad (II.39)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{array} \right. \quad (II.40)$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086s$ pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même τ que pour l courant

$$I_{rd} \quad (\tau = 0.001s)$$

II. 2.5.4.1.2 Régulateur du flux statorique :

De l'équation (I.9), nous avons $V_{sd} = 0$

$$\frac{\phi_{sd}}{I_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s S} \quad (II.41)$$

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure II.8.

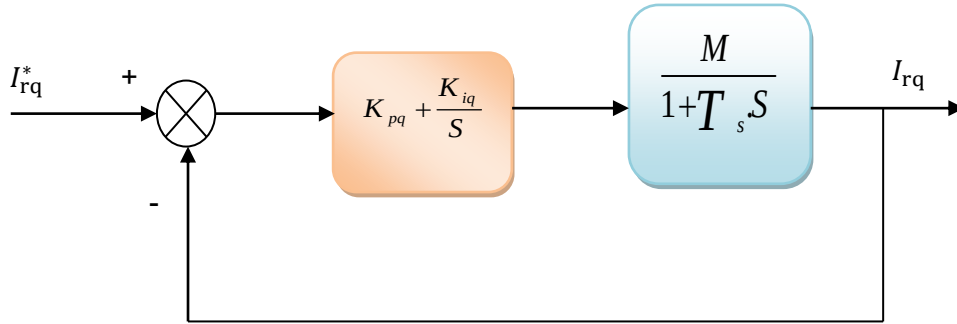


Figure (II.8) : Schéma de régulation du flux statorique.

La compensation des pôles donne :

$$T_s = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} \quad (II.42)$$

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

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{MK_{i\phi}}} \quad (II.43)$$

En comparant cette expression avec l' expression (II.32) caractéristique du premier ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} T_s = \frac{T_s}{M} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

II.2.5.4.1.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP :

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été utilisé pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages [17]. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

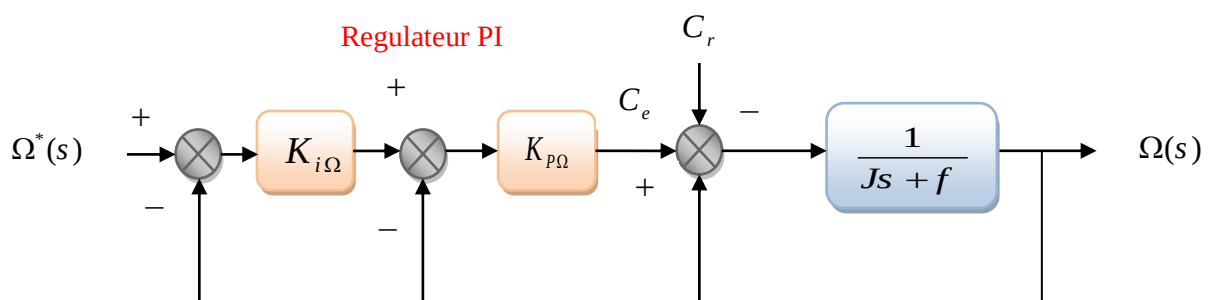


Figure (II.9) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s + \frac{J}{K_{p\Omega}K_{i\Omega}}s^2} \quad (\text{II.45})$$

Où :

$K_{P\Omega}$ et $K_{P\Omega}$ sont respectivement les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse.

On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre : La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2} \quad (\text{II.46})$$

Par l'identification de l'expression (II.45) par l'expression (II.46), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{p\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

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

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{pn}} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

II.3 Résultats de simulation avec application de la commande

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

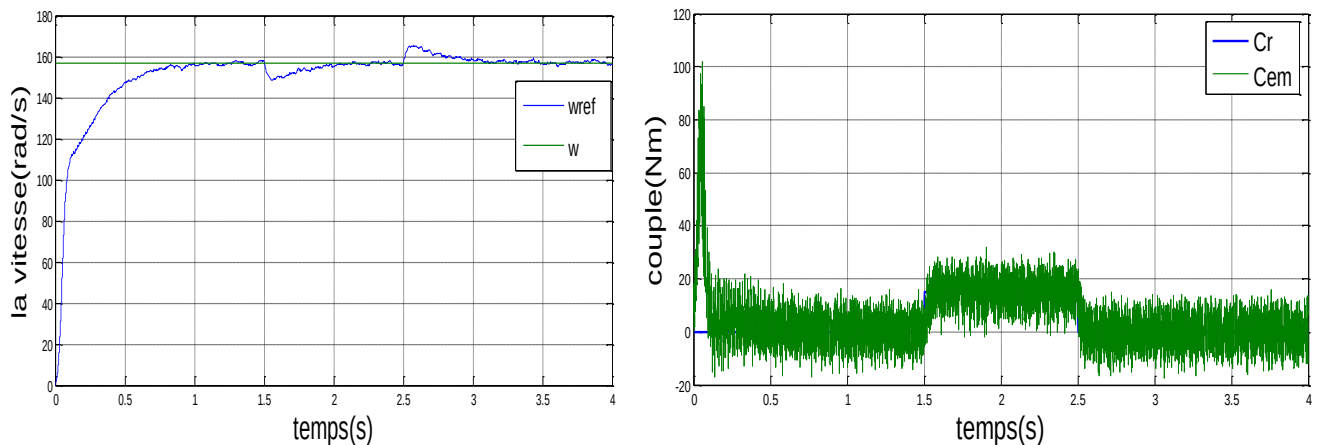
II.3.1 introduction de variation du couple de charge

Cet essai est similaire au cas précédent sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 10 N.m à l'instant ($t = 1.5 \text{ s} \rightarrow 2.5 \text{ s}$). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.10).

On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.



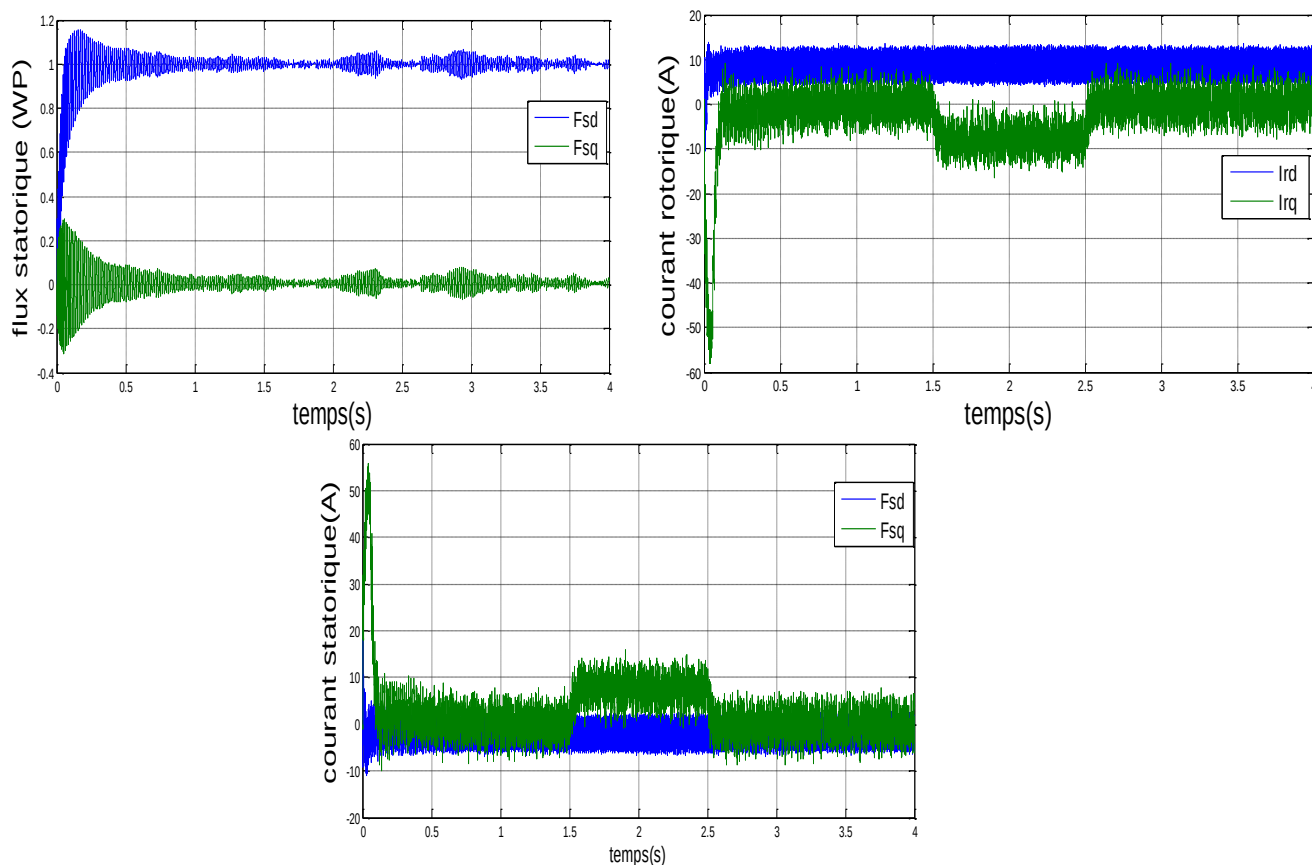


Figure (II.10) : Résultats de simulation de la CVD

II.3.2 Inversion du sens de rotation

Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec) à $t = 2$ s, avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant $t = 1.5$ sec et à l'instant $t = 3.5$.

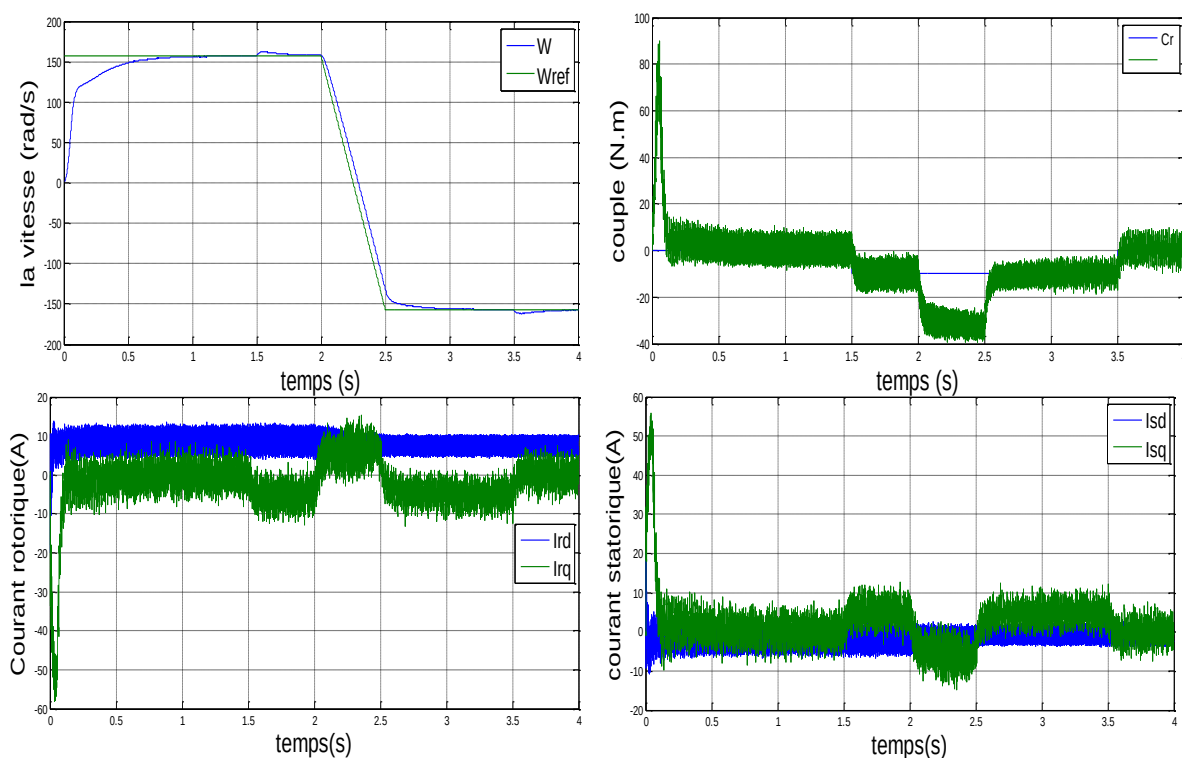


Fig II.27 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation a t=2s.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux statorique pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable, dans cette technique on a utilisé un régulateur PI classique. L'application de la technique de la commande vectorielle permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu qui est facile à commander. Le flux et le couple sont commandés alors séparément. L'allure du flux statorique selon l'axe (d) suit l'allure du courant, le flux selon l'axe (q) est nul et l'allure du couple électromagnétique suit l'allure du courant. La méthode indirecte de la commande vectorielle est simple, car elle permet de contrôler la position du flux par l'intermédiaire d'un bloc appelé F.O.C. La méthode directe nécessite la connaissance de la valeur du flux statorique ce qui est toujours difficile à obtenir et conduit aussi à utiliser un capteur de flux.

Généralement la commande vectorielle par PI-classique est sensible aux variations paramétriques, dans ce sens, au niveau du chapitre 3 nous allons essayer une technique robuste par rapport la commande classique.

Chapitre III

**Commande par la logique floue de la machine
asynchrone a double alimentation**

III.1 Introduction

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe. Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [19].

Dans ce contexte, on présentera dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur Notions fondamentales de la logique floue. Alors, dans la deuxième partie on montrera la Structure d'une commande à logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MADA à flux statorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation.

III.2 Commande par la logique floue de la MADA

Cette commande est une solution attractive pour obtenir des résultats performants dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basés sur la machine asynchrone double alimentation. Nous allons appliquer cette commande non linéaire pour contrôler la qualité de l'énergie produite. Pour ce faire, on va utiliser la structure de la commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance tout en remplaçant les régulateurs PI par des régulateurs flous.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principaux fondements de la logique floue où nous exposerons la notion d'ensembles flous, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique, puis décrire la structure de la commande floue. Nous expliquerons les notions de fuzzification d'inférences floues et de défuzzification pour manipuler une commande adéquate pour le réglage indépendant des puissances [19].

III.2.1 Notions fondamentales de la logique floue

Dans cette section, nous présentons les notions de base de la logique floue. Nous aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou à savoir [29].

III.2.1.1 Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, ces derniers sont définis par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours X , et par une fonction d'appartenance (μ)

qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. Il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance [30].

III.2.1.2 Fonctions d'appartenances

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques (x), il faut les soumettre à une définition mathématique appelée fonction d'appartenance $\mu_{Ai}(x)$ qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles (Ai). Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (III.1). Leurs expressions analytiques sont définies de la manière suivante [31] [32]:

- la fonction triangulaire: définie par trois paramètres a , b et c , soit :

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

- la fonction trapézoïdale: définie par quatre paramètres a , b , c et d soit

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-b} & c \leq x \leq d \\ 0 & d \leq x \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-b}), 0) \quad (\text{III. 2})$$

- la fonction en cloche: définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2} \quad (\text{III. 3})$$

- la fonction gaussienne: définie par deux paramètres σ , x_0 , soit:

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x - x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III. 4})$$

- la fonction sigmoïde: définie par deux paramètres a , x_0 , soit :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a \cdot (x - x_0))} \quad (\text{III. 5})$$

- la fonction singleton:

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III. 6})$$

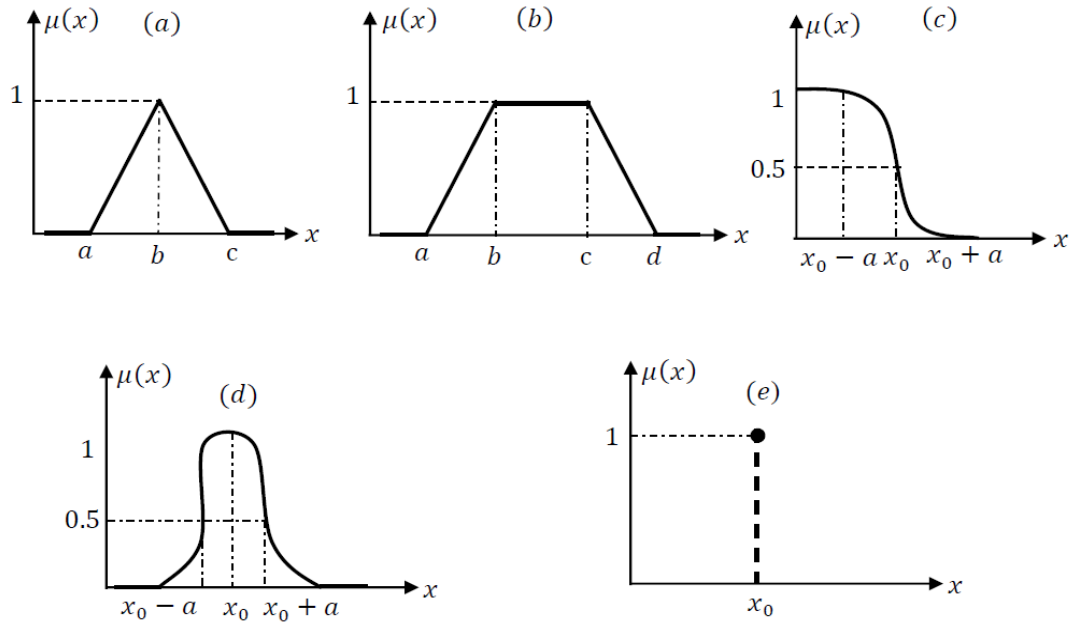


Figure III-1 : Formes des fonctions d'appartenances usuelles. (a) - Fonction triangulaire, (b) – Fonction trapézoïdale, (c) - Fonction sigmoïdale, (d) - Fonction gaussienne, (e) - Fonction singleton.

III.2.1.3 Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Soit A un sous ensemble flou de X . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou, (figue III.2) [33] [29].

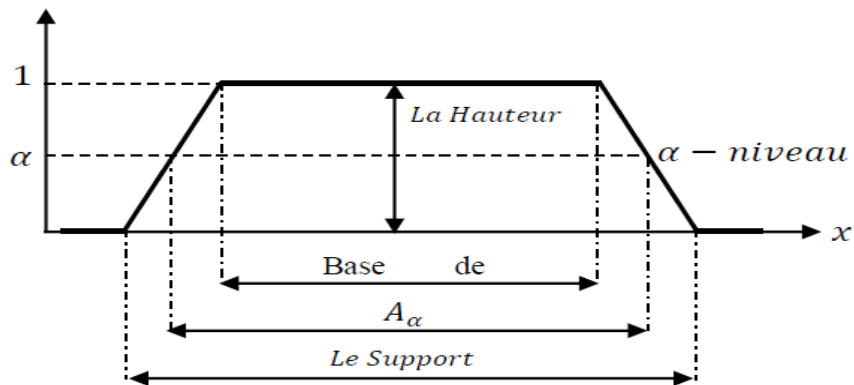


Figure III-2 : Caractéristiques d'un ensemble flou.

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

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III. 7})$$

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

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III. 8})$$

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

$$H(A) = \max(\mu_A(x) / x \in X) \quad (\text{III. 9})$$

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

$$|A| = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \quad (\text{III. 10})$$

Pour un domaine continu, la cardinalité sera définie par :

$$|A| = \int_X \mu_A(x) dx \quad (\text{III. 11})$$

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

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad x \in [0, 1] \quad (\text{III. 12})$$

III.2.1.4 Variables linguistiques

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel. La raison pour laquelle on utilise cette représentation, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable (température, taille, vitesse), définie sur un univers de discours X , et $T(x)$ son ensemble de termes ou valeurs linguistiques. Dans notre cas, l'univers de discours X est toujours un sous-ensemble des réels.

Par exemple, si l'erreur est considérée comme variable linguistique définie dans le domaine $X = [-10; 10]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit:

$T(\text{erreur}) = (\text{Négative Grande (NG)}, \text{Négative Petite (NP)}, \text{EnvironZéro (EZ)}, \text{Positive Petite (PP)}, \text{Positive Grande (PG)})$

Ces valeurs linguistiques peuvent être considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (III-3) [32].

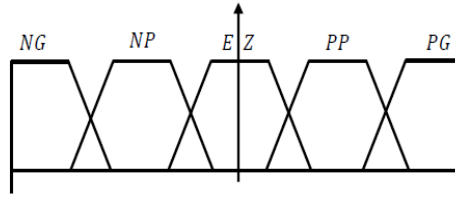


Figure III-3: Fonctions d'appartenance de T (erreur) = {NG, NP, EZ, PP, PG}.

III.2.1.5 Opérateurs logiques flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreux opérateurs sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance. Soit A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X par les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement [33] [32].

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

$$\forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III. 13})$$

- **Sous-ensemble flou** : A est un sous ensemble de B ($A \subseteq B$) si et seulement si :

$$\forall x \in X : \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III. 14})$$

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

$$\forall x \in X : \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III. 15})$$

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

$$\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) \quad (\text{III. 16})$$

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

$$\mu_A(x) \dot{+} \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 17})$$

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

$$\forall x \in X : \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{III. 18})$$

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

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 19})$$

$$\mu_A(x) * \mu_B(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (\text{III. 20})$$

III.2.1.6 Implication floue

L'implication floue, ou aussi proposition conditionnelle floue, est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme [31].

Si x est A Alors y est B

À partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part, ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenances de x à A et de y à B comme suit:

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 21})$$

Les opérateurs les plus utilisés dans la commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(x)$

III.2.2 Structure d'une commande a logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par retour d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques pour être traitées par des opérateurs de la logique floue. Les variables d'entrées sont dans un premier temps converties en variables floues en définissant pour chacune d'elle une fonction d'appartenance. Par la suite, on convertit la commande floue résultante de l'inférence à commande réel pour les appliquer au procédé.

Un régulateur par logique floue comprend les quatre parties suivantes: la base des règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification. Il comprend aussi des gains de normalisation et de dénormalisation qui sont ajoutés respectivement à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents, figure (IV-4) [29] [32] [33].

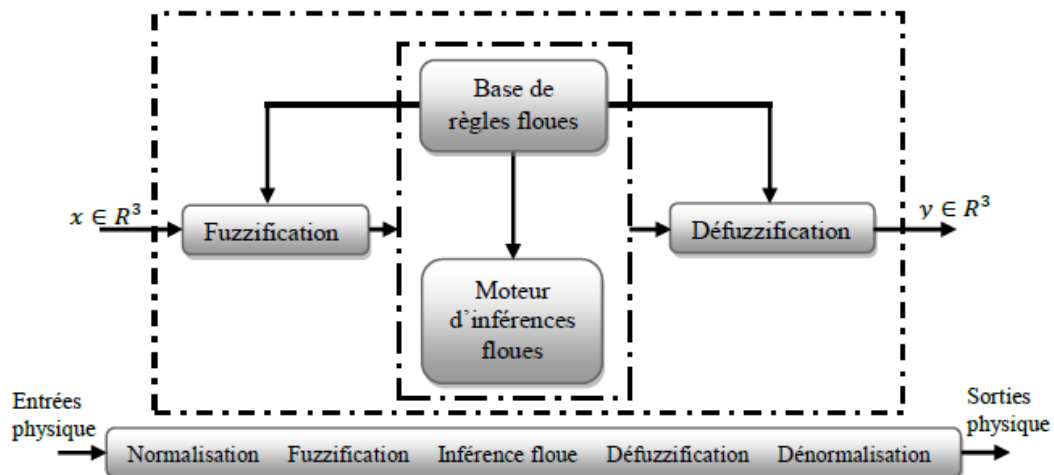


Figure III-4 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

III.2.2.1 Fuzzification

L'objectif de la fuzzification est de transformer les grandeurs physiques (numériques) d'entrée en des grandeurs floues (termes linguistiques ou Symboliques) qui peuvent être traitées par les inférences; c'est-à-dire que les grandeurs physiques d'entrée sont réduites à des grandeurs normalisées dans une plage de variation, souvent $[1,-1]$, appelée univers de discours. Ensuite, les grandeurs normalisées sont converties en des ensembles flous qui sont représentés par des fonctions d'appartenances avec des valeurs linguistiques. Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et l'intervention du réglage désiré. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées, à savoir : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton [19].

III.2.2.2 Règles de contrôle

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type (Si *prémisse* Alors *conclusion*). La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions qu'il faut satisfaire afin de réaliser la conclusion de la règle (la conséquence).

III.2.2.3 Inférence des règles floues

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de la commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférences de la logique floue. On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie (la commande du système), en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes:

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

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

Opérateur flou Méthode d'inférence	Et	Ou	Alors
Max – Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max –Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme –produit	Produit	Moyenne	Produit

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

III.2.2.4 Défuzzification

La Défuzzification consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire que les ensembles flous résultants de l'inférence sont convertis en des valeurs numériques; ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. On distingue plusieurs méthodes de Défuzzification: méthode de maximum, méthode de la moyenne des maximas, méthode du centre de gravité, méthode des hauteurs pondérées et celle des hauteurs pondérées modifiées. La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité.

III.2.3 Application de la commande par la logique floue a la MADA

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance présentée dans le chapitre précédent avec un changement des régulateurs PI par des régulateurs flous de mêmes types (régulateur de type Mamdani à sept classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants [29].

L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler en permanence et indépendamment les puissances active et réactive générées par la machine asynchrone à flux orienté. Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation ainsi que la robustesse de la commande.

Pour la boucle de courant, les variables d'entrées sont :

L'erreur de courant

$$e_1 = I_{rq}^{ref} - I_{rq} \quad (\text{III. 22})$$

La variation de l'erreur de courant

$$\Delta e_1 = e_1(k) - e_1(k-1) \quad (\text{III. 23})$$

Le schéma bloc de la commande avec les régulateurs flous est illustré par la figure cidessous :

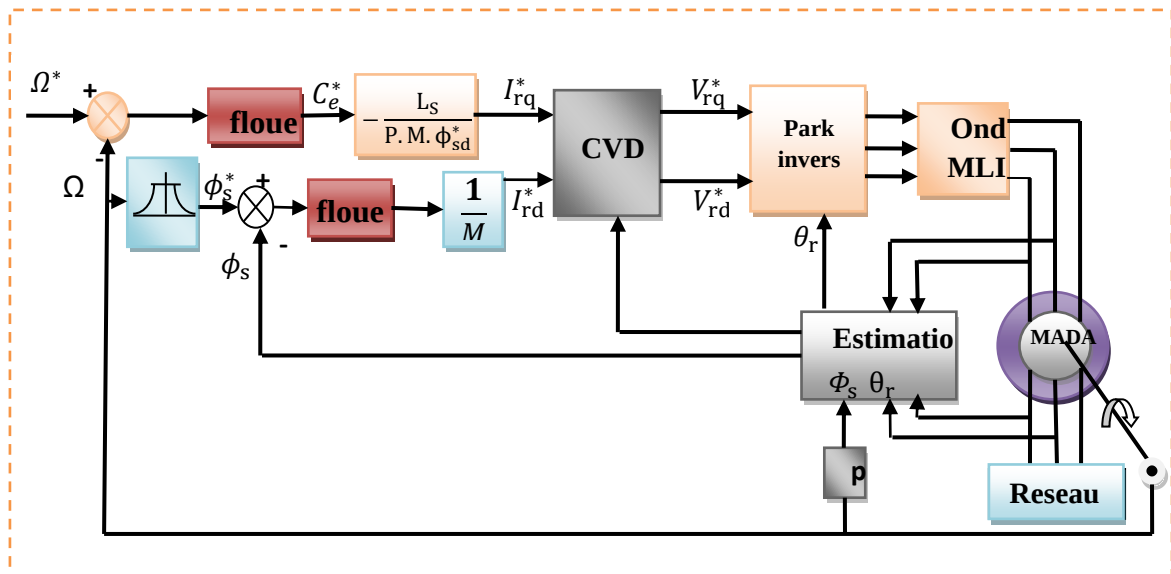


Figure III-5 : Schéma bloc de la structure de commande floue

III.2.3.1 Comportement du système

Considérons la réponse typique d'un système du deuxième ordre ou plus, lors de l'application d'un échelon de puissance, illustrée par la figure (III.6).

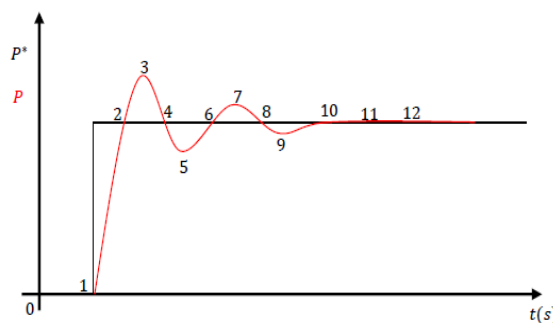


Figure III-6 : Réponse typique d'un système à un échelon de puissance.

En repérant les points d'intersection entre le signal de consigne et la réponse, ainsi que les points où celle-ci est maximale ou minimale, on peut déduire les actions appropriées que doit imposer le contrôleur pour obtenir le minimum de dépassement et un régime transitoire le plus faible possible [29].

De manière analogue, en observant l'erreur du courant ainsi que la variation de cette erreur, notées respectivement e et Δe , on peut obtenir des déductions identiques pour les variations de la sortie ΔU que le contrôleur doit faire suivre au système à l'aide de la trajectoire dans le plan de phase $(e, \Delta e)$.

IV.5.2 Structure de base d'un contrôleur flou de courant

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes mono variables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité

des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

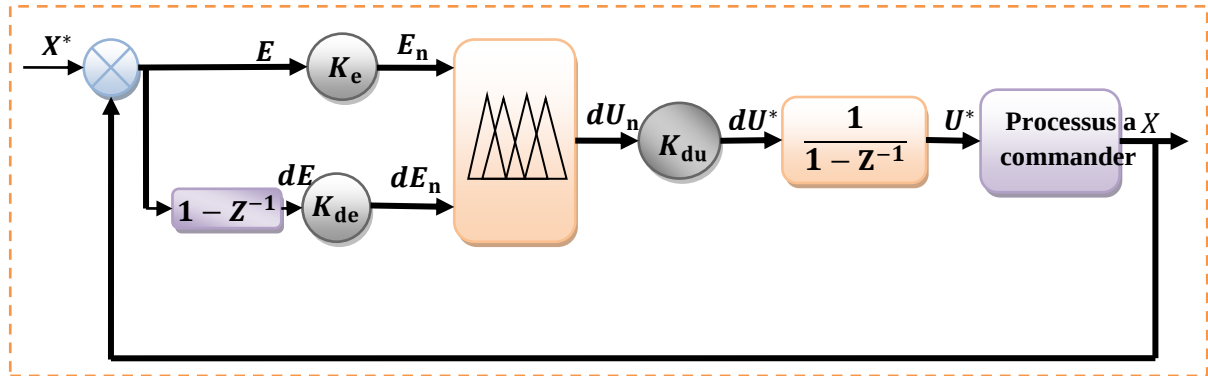


Figure III-7 : Schéma bloc de la structure du contrôleur du type PI-flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle (k_e , k_{de} , et k_{du}) : qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler; de plus, les gains d'entrées (k_e , k_{de}) réduisent les grandeurs physiques d'entrées dans une plage de variation appelée univers de discours.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur les figures (III-8). Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté **NG** ; Moyen Négatif noté **NM** ; Négatif petit noté **NP**; Environ de zéro noté **EZ**; Positif petit noté **PP** ; Positif Moyen noté **PM** ; Positif grand noté **PG**.
- D'un bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

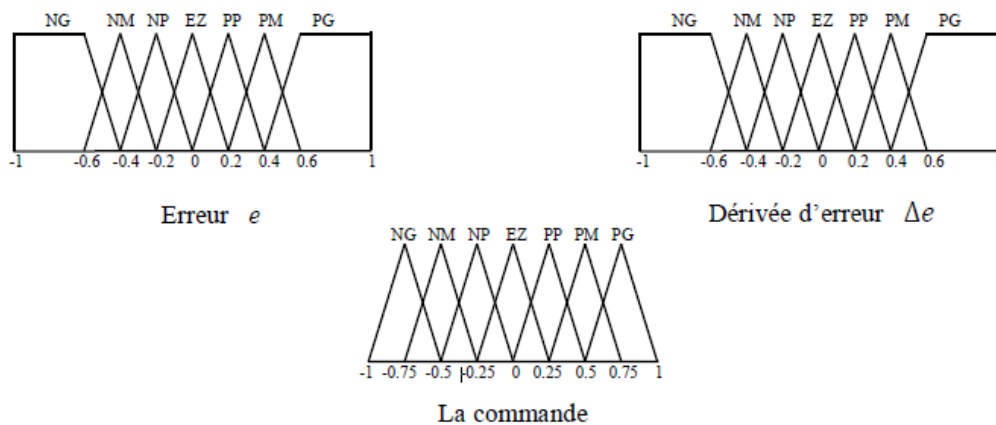


Figure III-8: Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans la table ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani :
- opérateur ET : formation du minimum, - opérateur OU : formation du maximum.
- implication ALORS : formation du minimum, - agrégation : formation du maximum.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérive De L'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

Tableau. III-2: Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances.

- D'un bloc intégrateur utilisé pour intégrer la variation de la commande numérique résultante et de son application au système que nous voulons commander.

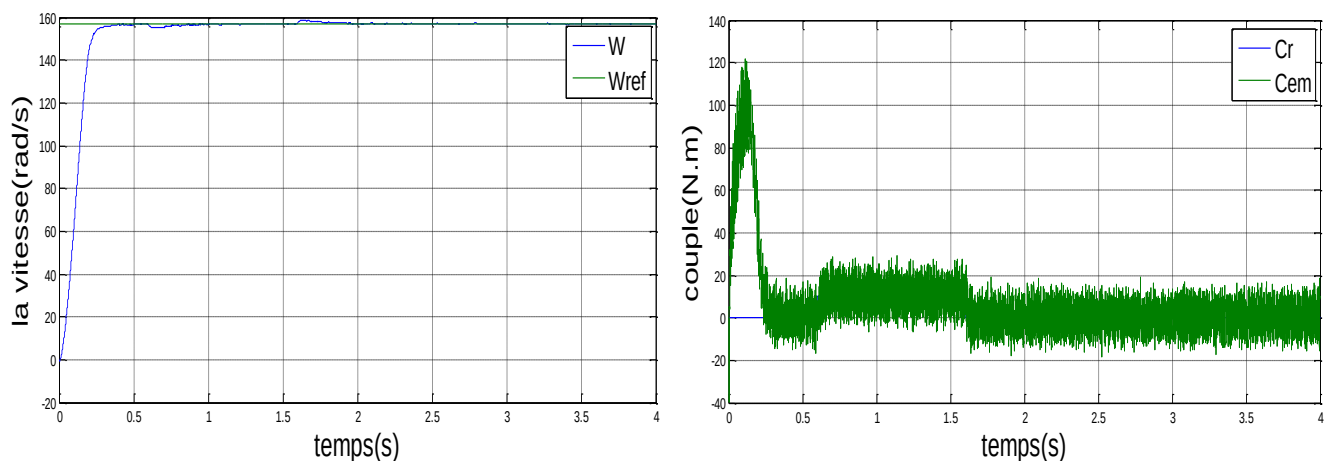
III.2.4 Résultats de simulation numérique du système

III.2.4.1 Introduction d'un couple de charge:

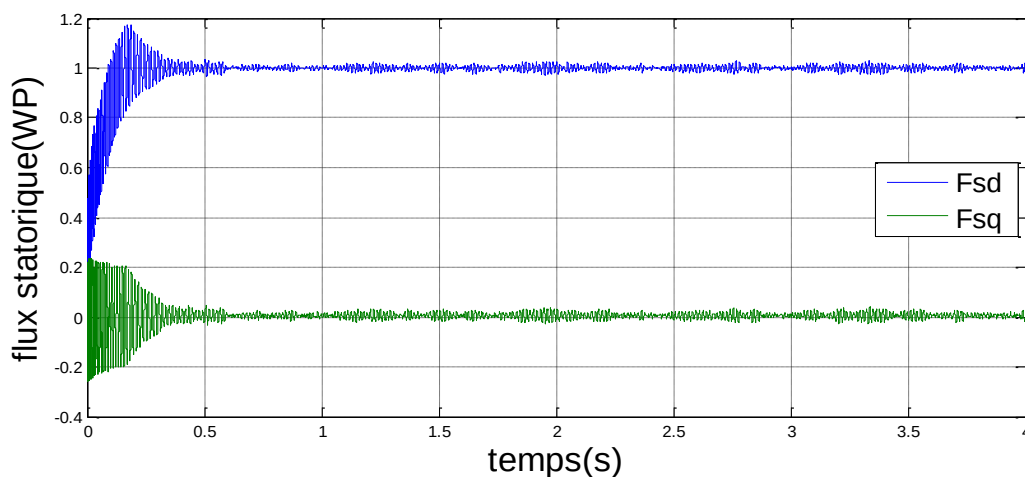
La figure (III-9) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la régulation de la vitesse par logique floue, suite de l'application des charges =10 (N.m) respectivement entre les intervalles de temps $t = [0.6, 1.6]$ s, en imposant la vitesse de référence $W = 157$ (rd/s).

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à $t = 0.4s$. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 0 N.m à $t = 0.4s$, puis il rejoint le régime permanent à $t=0.4(s)$ sans dépassement.

Toutefois, le mode de fonctionnement de la machine (moteur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par logique floue, car l'insertion de la charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.



Figure(III.9.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



Figure(III.9.b): Les composantes des flux statoriques direct Fsd et en quadrature Fsqr.

Figure (III.9) : Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors de l'introduction d'un couple de charge $Cr=10(N.m)$ d'à l'instant $t=0.6s$.et $t=1.6s$.

III.3 Conclusion:

Comme technique de commande avantageuse, la commande floue avec sa possibilité de contrôle des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation complète, était l'objet

traité par ce troisième chapitre, où on a présenté notation fondamentale de la logique floue, structuré d'un commande a logique floue, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté, afin de régler la vitesse.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques.

Donc, la détermination des gains flous dépend pratiquement sur la méthode essayer-erreur,

Conclusion générale

Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et la modélisation de l'onduleur contrôlé à hystérise et puis nous avons présenté la commandé par orientation du flux statorique et l'étude de la commande vectoriel par un régulateur PI classique.

Généralement, Les stratégies de commande sont toujours élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations et aux variations paramétriques.

Au cours de la première phase, nous avons fait une étude la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et étude des différents travaux établis sur la machine asynchrone à double alimentation. Deux configurations sont proposées, une dans laquelle la machine est alimentée par un onduleurs de cote rotor.

La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maitriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

En ce qui concerne la logique floue, les systèmes d'inférence flous ont une capacité descriptive élevée due à l'utilisation des variables linguistiques. Pour la commande de la MADA, les résultats de simulation présentés montrent que les performances de cette approche surpassent la commande vectorielle à cause de la rapidité de sa dynamique et sa robustesse.

Références bibliographique

[1]	Abderrahim ZEMMIT «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes» Thèse Doctorat 3ème Cycle LMD en Electrotechnique 2017.
[2]	Youcef Bekakra , "Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation", thèse de doctorat, université de Biskra, 2014.
[3]	Dendouga Abdelhakim , "Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation", thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
[4]	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, université de Sidi- Bel-Abbes, 2015.
[5]	Paul-Etienne Vidal , "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", thèse doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
[6]	R. Abdessemed , « Modélisation et simulation des Machines Electriques »,Livre, Edition TECHNOSUP, Univ Batna , 2012.
[7]	[7] B. Youcef , « Contribution à l'etude et à la commande robuste dun aérogénérateur asynchrone à double alimentation» , Thèse de doctorat en Electrotechnique,Université Mohamed Khider de Biskra, Algérie, 2014.
[8]	P-E. Vidal , « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation » Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse , France, 2004.
[9]	G. Salloum , « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
[10]	S. Drid , Contribution à la modélisation et à la commande robuste d' une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d alimentation théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
[11]	B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson , « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras,2001.
[12]	Sejir Khojet El khil , "Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée "MADA" ", thèse de doctorat, institut nationale polytechnique de Toulouse, 2006.

[13]	R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui , « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator ». The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
[14]	R. Rouabhi, A. Djerioui , « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator ». Journal of Electrical Engineering, Vol: 14 /2014-Edition:3, pp. 1-7.
	[16] G. Seguiet , « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative- Continue », vol.1, 3ème éditons, Technique et Documentation Lavoisier, Paris,2006.
[16]	G. Seguiet , « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative- Continue », vol.1, 3ème éditons, Technique et Documentation Lavoisier, Paris,2006.
[17]	A. Meroufel , « Contrôle De La Machine Asynchrone »,Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
[18]	DJ. Khodja , « commande des convertisseurs électromécaniques »,Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
[19]	KHENGAOUI Nafissa, KHENGAOUI Nessrine «Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » MASTER ACADEMIQUE UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 08/06/2015.
[20]	A.Chaiba , "Commande de la Machine Asynchrone à Double alimentation par des Techniques de l'Intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
[21]	M. Khami , "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master, université de ouargla, 2013.
[22]	CH. Bennour " Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de magister, université de Biskra, 2012.
[23]	L. Benalia , " Commande en tension des moteurs à Induction Double Alimentes ", Thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
[24]	D.Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug , " Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors ", 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47
[25]	S. belkacem , " Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un

	Contrôle de Découplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique ", Mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
[26]	B. Kelkoul " Etude et commande d'une turbine éolienne utilisant une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de magister, université de Tlemcen, 2011.
[27]	Z. Boudjemaa , « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou » , Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran , Algérie, 2009.
[28]	BELOUNIS Ouassila «Gestion optimale d'une MADA associée à une éolienne » Thèse de doctorat
[29]	ROUABHI RIYADH «Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée» Thèse de doctorat, université de Batna, 01/12/2016.
[30]	F. Boumaraf , « Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.
[31]	S. Labiod, « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires ». Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 29 Janvier 2005 Algérie.
[32]	A. El Ougli , « <i>Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs</i> ». Université side Mohamed Ben Abdullah. Le 23/05/2009.
[33]	S. Mokeddem , « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base D'Algorithmes Génétiques ». Thèse Doctorat, Université ferhat abbas de setif, 11 juillet 2010.

Annexe

Paramètres du moteur asynchrone à double alimentation utilisé

Valeur numérique Du paramètre	Signification	Unité
$R_s = 1.2$	Résistance statorique	$[\Omega]$
$R_r = 1.8$	Résistance rotorique	$[\Omega]$
$L_s = 0.1554$	Inductance statorique	$[H]$
$L_r = 0.1568$	Inductance rotorique	$[H]$
$M = 0.15$	Inductance Mutuelle	$[H]$
$P = 2$	Nombre de paires de pôles	Sans unité
$f_r = 0.001$	Coefficient de frottement	$[N.m. s /rd]$
$J = 0.2$	Inertie du moteur	$[kg.m^2]$
$F = 50$	Fréquence	$[Hz]$
$P_n = 4$	Puissance nominale	$[kW]$
$V/U = 220/380$	Tension nominal	V
$I_{sn} = 15 / 8.6$	Courant nominal	$[A]$

Résumé :

Ce mémoire présente une étude et commande logique floue d'une machine asynchrone à double alimentation à flux statorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte une onduleur du cote rotor.

Après avoir présenté la conception des ensembles MADA – Convertisseurs et leurs applications, nous avons abordé la commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique. Nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flous, les quelles surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et des tests de robustesse seront présentés.

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

التحكم في آلة كهربائية اللامتزامنة مضاعفة التغذية بواسطة دمج معدل ذو منطق غامض مع التحكم الإشعاعي

ملخص :

تهدف هذه المذكرة الي عرض دراسة تحكم بواسطة معدل السرعة يعتمد على تقنية التحكم الإشعاعي و المنطق الغامض في الماكينة الكهربائية اللامتزامنة مضاعفة التغذية. و يتكون نظام التغذية لهذه الآلة من موج واحد يغذي الجزء الدوار. بعدما قدمنا نبذة حول الماكينة اللامتزامنة مضاعفة التغذية وطرق استعمالها كمحرك قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للماكينة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الإشعاعي بواسطة توجيه تدفق الساكن الذي يركز أساسا علي معدل تناسبي وتكاملي بمبدأ كلاسيكي, و بعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءته في المجال الديناميكي المؤقت و كذا في حالات تغيرات وسائط الماكينة. ولذلك لجأنا ألي استخدام طرق أخرى تعتمد علي تقنيات الذكاء الصناعي ونذكر منها المنطق الغامض هذه التقنيات الأخيرة جلبت تحسنات كبيرة ومعتبرة في التحكم في هذه الماكينة و قد عرضنا النتائج المحاكاتي المفضلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنيات الأخرى.

كلمات مفتاحية : ماكينة لا متزامنة مضاعفة التغذية , موج جهد ثلاثي الأطوار , التدفق الساكن , معدل تناسبي و تكاملي
ذو نمط كلاسيكي , معدل ذو المنطق الغامض.