

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Centre Universitaire d'El-oued
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département de Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Etude pour l'Obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Option : Réseaux Electriques

THEME

Commande de la Machine Asynchrone à Double
Alimentation par Logique Floue

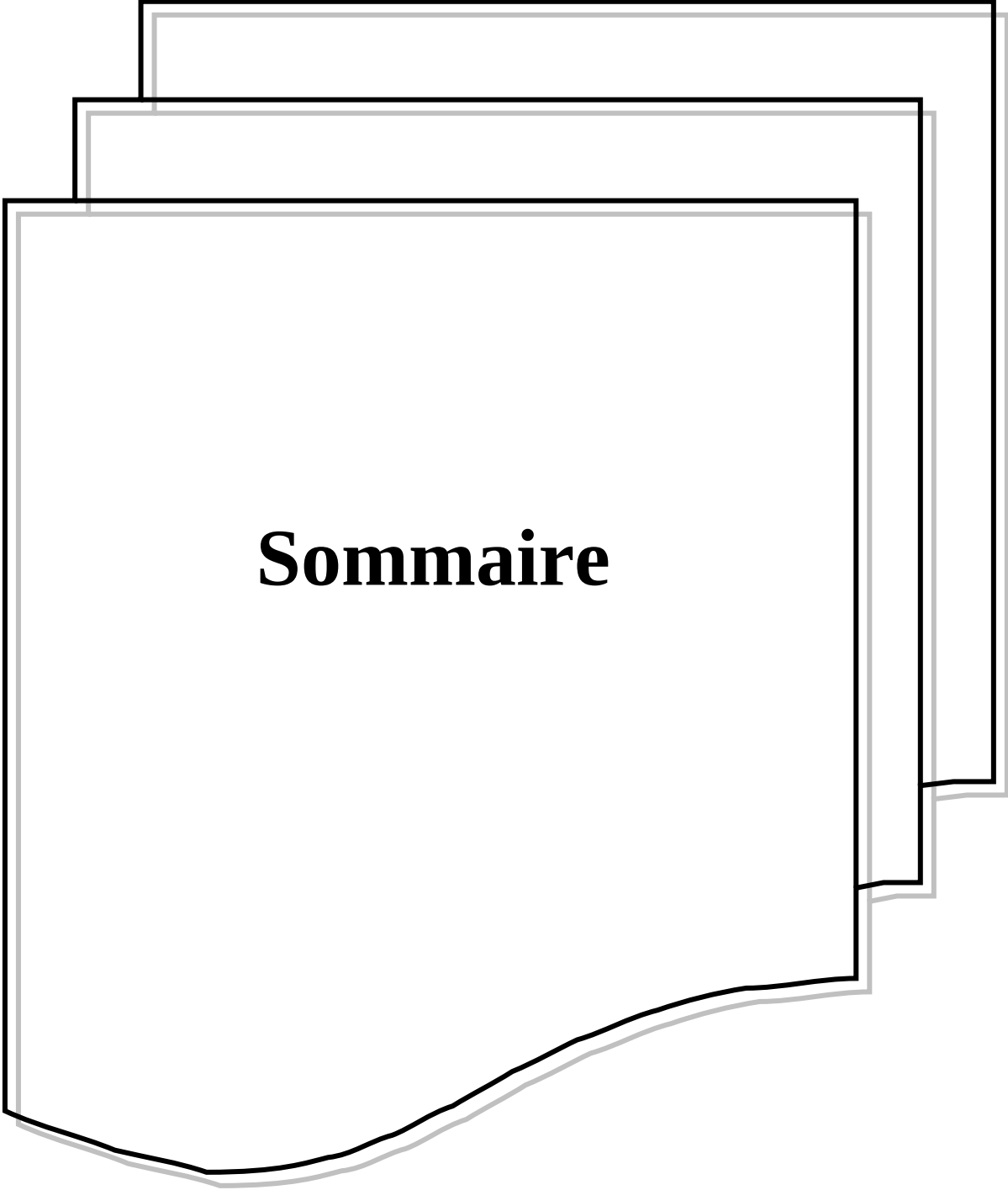
Proposé et dirigé par :

- Dr. BEN ATTOUS Djilani
- Mr. BEKAKRA Youcef

Réalisé par :

- KOUKA Abdelhamid
- HAMIDATOU Mohieddine
- MESSAI Med Tedjani

Année universitaires : 2009 / 2010



Sommaire

Sommaire

NOTATIONS SYMBOLIQUES

LISTE DES ABREVIATIONS

Introduction Générale 1

Chapitre I

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

I.1 Introduction: 3

I.2 Présentation de la machine asynchrone a double alimentation: 3

I.3 Description du fonctionnement de la MADA: 3

I.3.1 Structure de la machine: 3

I.3.2 Modes de fonctionnement de la MADA: 4

I.3.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone: 4

I.3.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone: 5

I.3.2.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone:..... 5

I.3.2.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone:..... 6

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation: 7

I.5 Avantages et inconvénients de la MADA: 7

I.5.1 Avantages de la MADA: 7

I.5.2 Inconvénients de la MADA: 8

I.6 Domaines d'application de la MADA:..... 9

I.7 Modélisation de la MADA:..... 10

I.7.1 Modèle effectif de la MADA: 11

I.7.2 Equations électriques de la MADA:..... 11

I.7.3 Application de la transformation de Park à la MADA:..... 14

I.7.4 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park: 15

I.7.4.1 Equations des tensions: 16

I.7.4.2 Equations des flux: 16

I.7.4.3 Choix du référentiel:..... 17

I.7.4.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park:
..... 19

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

II.1 Introduction:	31
II.2 Généralités sur la commande vectorielle:	32
II.2.1 Principe de la commande vectorielle:	32
II.2.2 Variantes de la commande vectorielle:	33
II.2.3 Commande vectorielle directe:	33
II.2.4 Commande vectorielle indirecte:	34
II.2.5 Procède d'orientation du flux [14]:	34
II.2.6 Commande vectorielle par orientation du flux statorique:	34
II.3 Structure de la commande vectorielle directe:	36
II.3.1 Défluxage:	37
II.3.2 Principe du découplage par compensation:	38
II.3.3 Estimation du flux statorique:	38
II.3.4 Dimensionnement des régulateurs:	39
II.3.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse:	39
II.3.4.1.1 Les régulateurs des courants rotoriques:	39
II.3.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe:	39
II.3.4.1.1.2 Régulation du courant rotorique quadrature:	40
II.3.4.1.2 Régulateur du flux statorique:	41
II.3.4.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP:	42
II.4 Résultats de simulation:	44
II.4.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge:	44
II.4.2 Tests de robustesse :	45

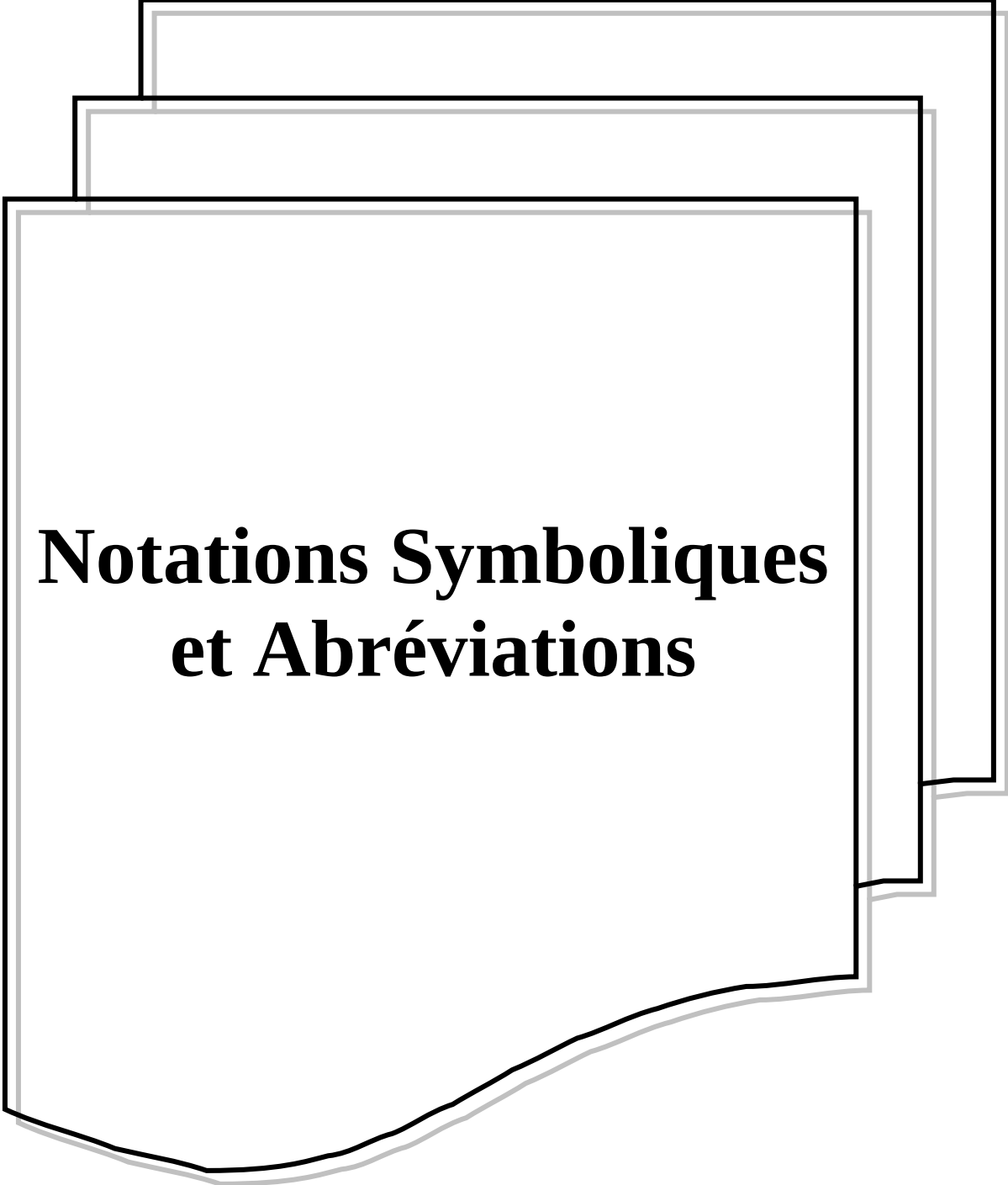
II.4.2.1 Inversion du sens de rotation:	45
II.4.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique:	46
II.5 Conclusion:	48

Chapitre III

Commande par Logique Floue

III.1 Introduction:	49
III. 2 Principe de la logique floue:	50
III. 2. 1 Variables linguistiques:	50
III. 2. 2 Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance:.....	50
III. 2. 3 Propriétés des ensembles flous:.....	52
III.2.4 Opérateurs en logique floue:	53
III. 2 .5 Règles d'inférence:.....	53
III. 3 Structure d'un régulateur floue:	54
III. 3 .1 Fuzzification:	54
III. 3. 2 Base de règles:	54
III. 3. 3 Inférences floues:.....	55
III.4 Mécanisme d'inférence:	57
III.4.1 Contrôleur de type Mamdani:.....	57
III.4.2 Contrôleur de type Larsen:	57
III.4.3 Contrôleur de type Zadeh:	58
III. 5 Défuzzification:	58
III. 5. 1 Méthode du centre de gravité:	58
III.6 Les étapes de conception d'un système floue:	59
III. 6 1 Définition des variables du système:	59
III. 6. 2 Choix de la partition floue:	59
III.6.3 Choix des fonctions d'appartenances:.....	59
III.7 Architecture d'une commande floue:.....	59
III.8 Application de la logique floue au MADA :	60
III.8.1 Les étapes de conception d'un système floue:.....	60
III.8.1.1 Définition des variables du système:	60
III.8.1.2 Choix de la partition floue:	60
III.8.1.3 Choix des fonctions d'appartenances:	60

III.8.2 Synthèse du régulateur flou de vitesse:	61
III.8.2.1 Régulateur flou-PI:	61
III.9 Schéma de commande du MADA:	64
III.10 Résultats de simulation:	64
III.10.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge: ..	64
III.10.2 Tests de robustesse:	66
III.10.2.1 Inversion du sens de rotation:	66
III.10.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique:	67
III.11 Conclusion:	68
Conclusion Générale.....	69
Annexes	
Bibliographie	



Notations Symboliques et Abréviations

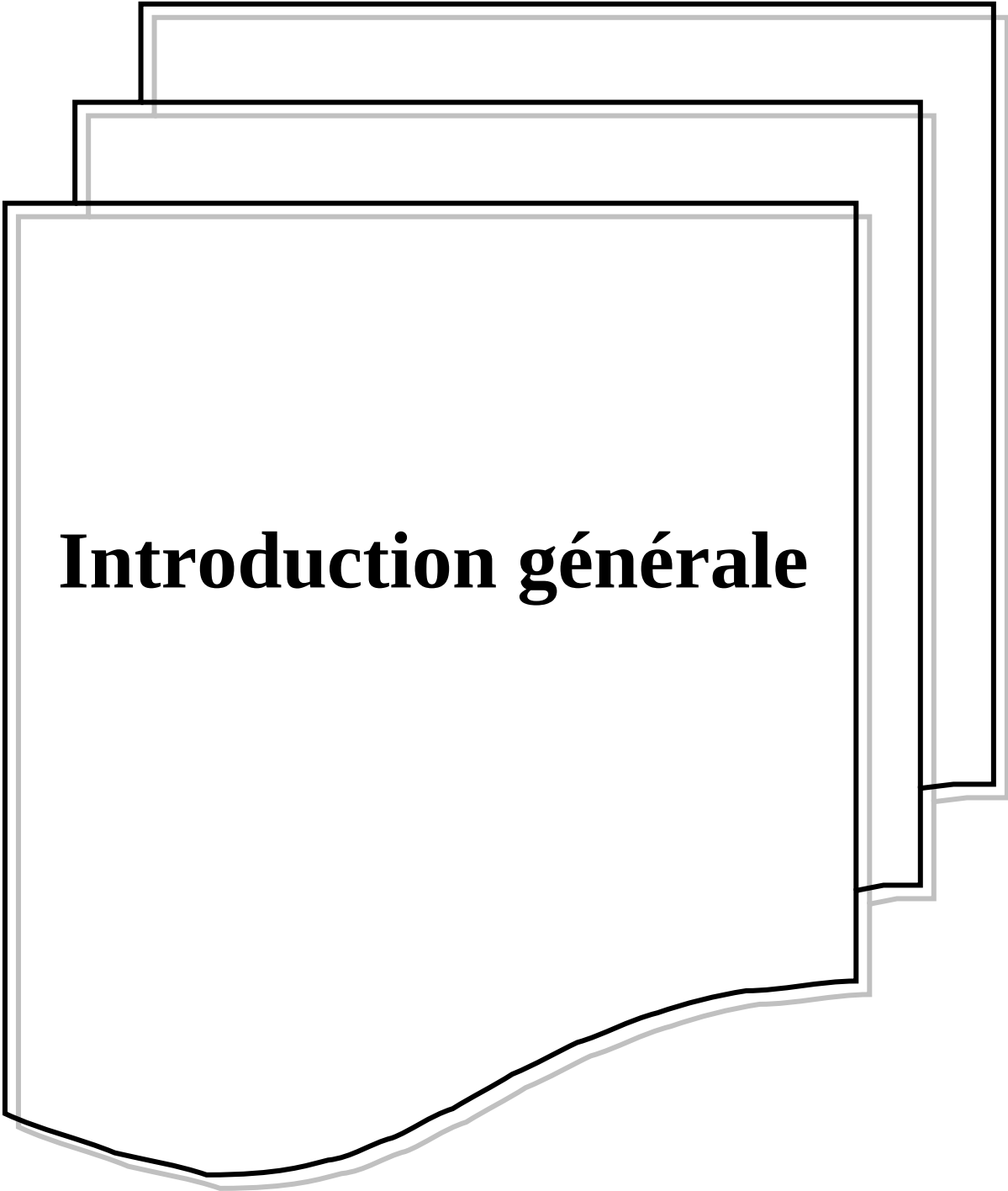
NOTATIONS SYMBOLIQUES

Symbole	Signification	Unité
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
e, Δ_e	Erreur de vitesse et sa variation	rd/s
f_s	Fréquence du réseau d'alimentation	Hz
f_r	Coefficient de frottement	N.m.s/rd
f_{ro}	Fréquence rotorique	Hz
f_c	Fréquence de coupure	Hz
t	Temps	sec
i	Courant électrique	A
i_{abc}	Courants instantanés des phases statoriques	A
i_{ABC}	Courants instantanés des phases rotoriques	A
i_{dqor}	Composantes du courant rotorique dans le repère de Park	A
i_{dqos}	Composantes du courant statorique dans le repère de Park	A
V_{abc}	Tensions instantanées des phases statoriques	V
V_{ABC}	Tensions instantanées des phases rotoriques	V
u_{dqor}	Composantes de tension rotorique dans le repère de Park	V
u_{dqos}	Composantes de tension statorique dans le repère de Park	V
U	Univers de discours	Sans unité
J	Moment d'inertie	$kg.m^2$
K_i, K_p	Gains du régulateur PI classique	Sans unité
L_r, L_s	Inductances cycliques, rotorique et statorique respectivement	H
L_{sr}	inductances mutuelles, entre le stator et le rotor	H
L_{aa}	Inductance propre d'une phase statorique	H
L_{ab}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	H
L_{AA}	Inductance propre d'une phase rotorique	H
L_{AB}	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	H
L_{aA}	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique	H
L_{or}	Inductance homopolaire rotorique	H
M	Inductance cyclique mutuelle	H
p	Nombre de paires de pôles	Sans unité
R_r, R_s	Résistances de phases, rotorique et statorique respectivement	Ω ou Ohm
ω_a	Vitesse angulaire du repère de park	rd/s

Symbole	Signification	Unité
ω_r	Vitesse angulaire de rotation du rotor	rd/s
ω_n	Vitesse angulaire nominale de la machine	rd/s
ω_s	Vitesse angulaire de rotation du champ tournant	rd/s
Ω_r	Vitesse de rotation mécanique du rotor	rd/s
Ω_n	Vitesse de rotation mécanique nominale de la machine	rd/s
Ω^*	Vitesse de référence	Wb
ϕ^*	Flux de référence	Wb
ϕ_{abc}	flux statorique	Wb
ϕ_{ABC}	flux rotorique	Wb
ϕ_{dqr}	Composantes du flux rotorique dans le repère de Park	Wb
ϕ_{dqs}	Composantes du flux statorique dans le repère de Park	Wb
ϕ_{sn}	Flux statorique nominal	Wb
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	Sans unité
θ	Angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a	rd
θ_r, θ_s	Angles électriques, rotorique et statorique	rd
X	Vecteur d'état	
A	Matrice d'évolution d'état du système	
B	Matrice de commande	
U	Vecteur du système de commande	
FL	Fuzzy logic	

LISTE DES ABREVIATIONS

Acronyme	Signification
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
RLF	Régulateur par Logique Floue
PI	Proportionnel Intégral
Park	Transformation de Park
Park ¹	Transformation de Park inverse
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
CVD	Commande Vectorielle Directe



Introduction générale

Introduction Générale

L'objectif de notre travail est l'étude des différentes techniques de commande de la MADA.

En effet le travail présenté dans ce mémoire, consiste à étudier par simulation la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation alimenté en tension.

La machine asynchrone à cage ou à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le contrôle vectoriel par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Un autre aspect extrêmement important dans la réalisation de variateurs est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables [1].

De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière et grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. L'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande et présente un autre avantage d'utilisation de ces machines. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [2].

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ses inconvénients et ses avantages. Une modélisation détaillée de cette

machine avec son système d'alimentation a été aussi présentée et des résultats de simulation.

Le deuxième chapitre dans notre cas nous nous intéressons à la commande vectorielle de la MADA par un onduleur de tension MLI. Présente la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation et des résultats de simulation.

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 et des résultats de simulation.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus, des recommandations et des suggestions sur les travaux futurs dans ce domaine de recherche.

Chapitre I

**Etude et Modélisation
de la Machine
Asynchrone à Double
Alimentation**

I.1 Introduction:

L'objectif de ce chapitre est de faire une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations à fréquences variables, l'une alimente le stator et l'autre alimente le rotor.

I.2 Présentation de la machine asynchrone a double alimentation:

La première apparition de cette machine date de l'année 1899 [3]; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [2].

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [3], [4].

La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

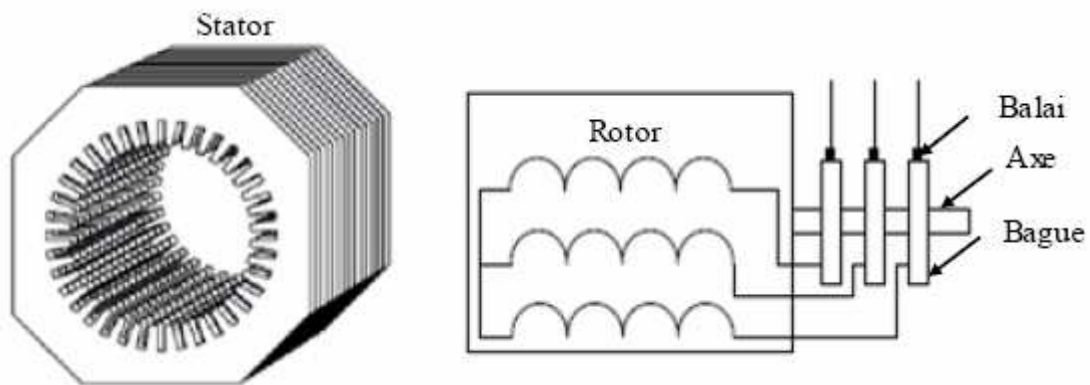


Figure I.1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

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

I.3 Description du fonctionnement de la MADA:

I.3.1 Structure de la machine:

Une MADA a un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé

d'aimants ou d'une cage d'écuréuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

On peut voir sur la figure I.2 que les enroulements rotoriques sont connectés en étoile et les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants (balais bagues collectrices) permettant d'avoir accès aux tensions et courants du rotor [5].

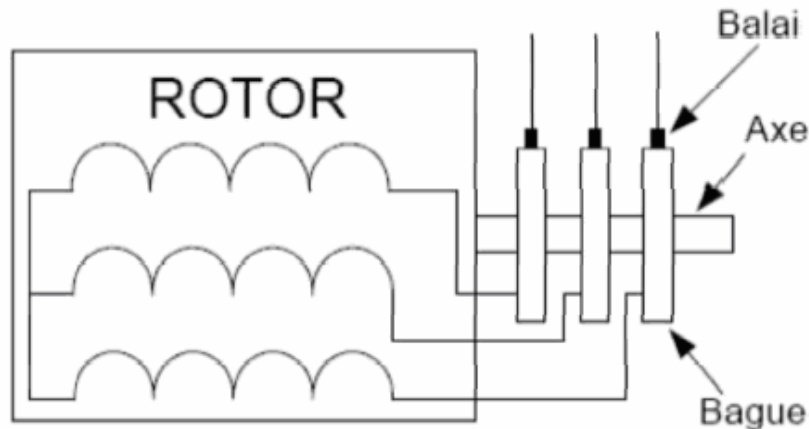


Figure I.2 Principe du rotor bobiné.

I.3.2 Modes de fonctionnement de la MADA:

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un onduleur nous concerne dans cette étude.

Comme la machine asynchrone classique, 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 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. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [5].

I.3.2.1 Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone:

La figure I.3 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 [5].

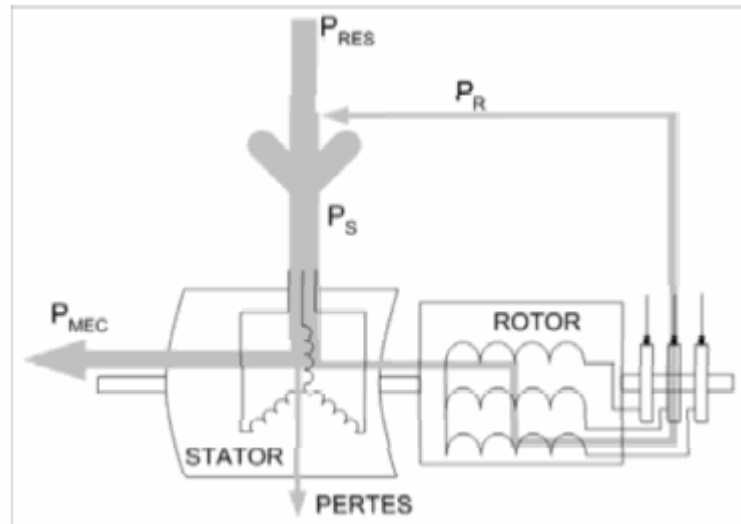


Figure I.3 fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.3.2.2 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone:

La figure I.4 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 [5].

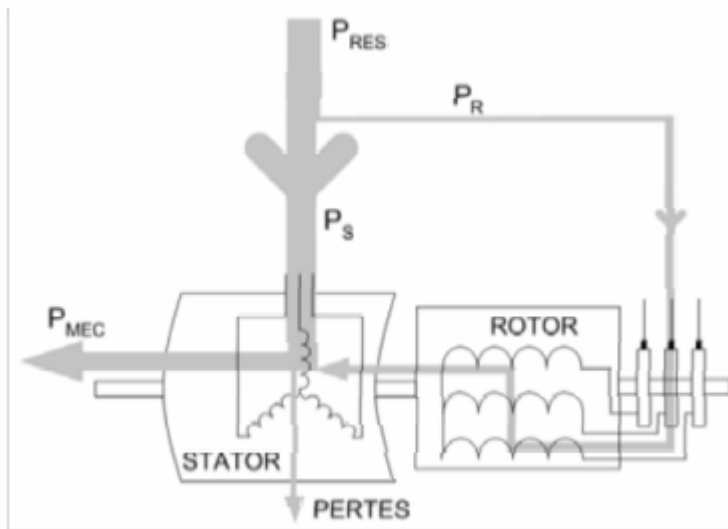


Figure I.4 Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

I.3.2.3 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone:

La figure I.5 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode fonctionnement [5].

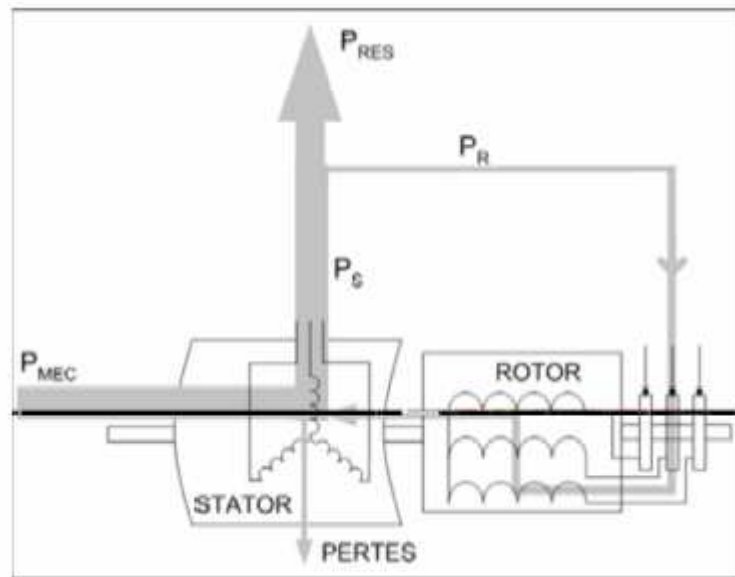


Figure I.5 Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.

I.3.2.4 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone:

La figure I.6 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 synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en joule dans le rotor [5].

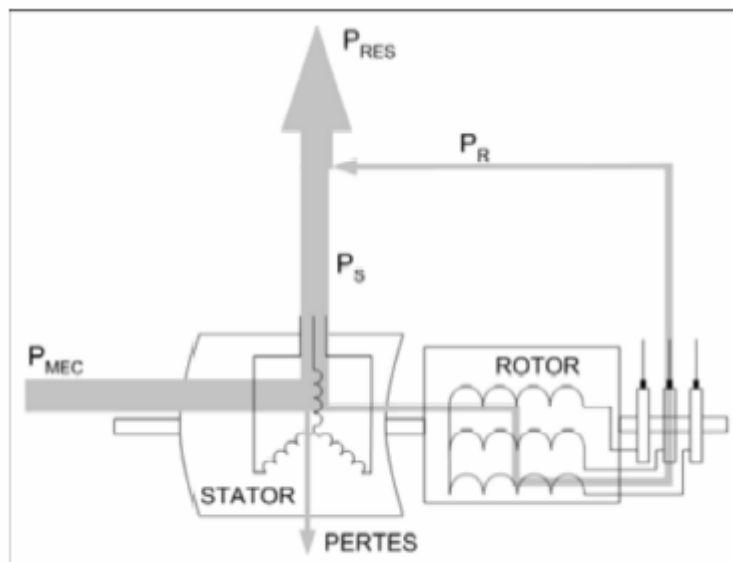


Figure I.6 Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.

On peut donc remarquer que la MADA à 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 [5].

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation:

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de f_{mms} des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire $\omega_s = 2\pi f$, et le rotor tourne avec la vitesse ω_r ; alors pour que cette condition soit vérifiée, il faut que le vecteur des f_{mms} des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse ω_{gl} telle que [2]:

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s g \quad \text{I.1}$$

Où: g est le glissement et ω_{gl} est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés [2].

Pour que la rotation du vecteur résultant des f_{mms} par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence f_{ro} , définie à partir de $\omega_{gl} = 2\pi f_{ro}$; c'est-à-dire:

$$f_{ro} = f \cdot g \quad \text{I.2}$$

I.5 Avantages et inconvénients de la MADA:

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.5.1 Avantages de la MADA:

Comme avantages de la MADA, on peut citer:

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [3].
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle

associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [1],[2].

- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en terme de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement [3].
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [2].
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [2].
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau [2].

Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [1].

I.5.2 Inconvénients de la MADA:

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer [4].
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix [4].

- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [1].
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [2].

I.6 Domaines d'application de la MADA:

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens [2].

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 telles que [2]:

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

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que [4]:

- 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... .

On note que les applications de la MADA en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

I.7 Modélisation de la MADA:

Dans ce qui suit on va présenter la modélisation de la machine asynchrone double alimentée par un onduleur à MLI à travers le rotor, mais le stator connecté directement au réseau.

Pour commander la machine asynchrone à double alimentation, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. Mathématiquement, on peut représenter la MADA par un modèle entrées sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état [2].

A partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande; ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental. Une première difficulté réside dans la commande de cette machine à cause du couplage du flux magnétique et du couple électromagnétique; la deuxième est liée à l'identification des paramètres.

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [2]:

- La modélisation de Park;
- La modélisation par réseaux de perméances;
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail on s'intéresse à la modélisation de Park à cause de sa simplicité. Cette dernière est établie à partir des équations électriques de la machine [2].

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, désormais classiques, qui sont [6] :

- ❖ L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables;
- ❖ Le circuit magnétique est non saturé, c'est à dire à perméabilité constante;
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- ❖ La *fmm* créée par chacune des phases des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale;

- ❖ La symétrie de construction est parfaite; parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [2]:
- ❖ L'additivité des flux;
- ❖ La constance des inductances propres;
- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles.

I.7.1 Modèle effectif de la MADA:

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure I.7.

Les phases sont désignées par a, b, c pour le stator et A, B, C pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

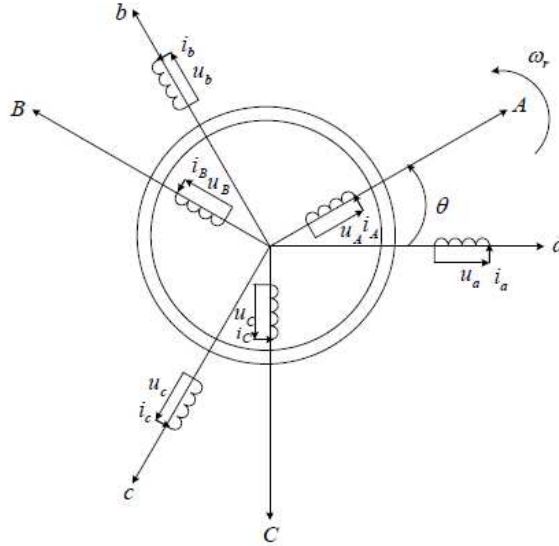


Figure I.7 Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.

I.7.2 Equations électriques de la MADA:

Les enroulements illustrés par la figure I.7 obéissent aux équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{I.3}$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \quad \text{I.4}$$

Où :

R_s est la résistance d'une phase statorique;

R_r est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement:

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^t$: le vecteur des tensions statoriques;

$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^t$: le vecteur des courants statoriques;

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^t$: le vecteur des flux statoriques.

On définit de même, par changement d'indices, les vecteurs rotoriques:

$[V_{ABC}] = [V_A V_B V_C]^t$: le vecteur des tensions rotoriques;

$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^t$: le vecteur des courants rotoriques;

$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \phi_B \phi_C]^t$: le vecteur des flux rotoriques.

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes:

Pour le stator:

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \quad 1.5$$

Pour le rotor:

$$[\phi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}][i_{abc}] \quad 1.6$$

Où : $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, elle est donnée par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}$$

$[L_r]$ est la matrice des inductances rotoriques, elle est donnée par:

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

Et $[L_{sr}]$ est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par:

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}_{AB}$$

Avec:

L_{aa} : C'est l'inductance propre d'une phase statorique;

L_{ab} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques;

L_{AA} : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique;

L_{AB} : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques;

L_{aA} : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations I.5 et I.6 dans les équations I.3 et I.4 respectivement, on obtient:

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}] [i_{ABC}])}{dt} \quad \text{I.7}$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]^T [i_{abc}])}{dt} \quad \text{I.8}$$

La dernière relation importante complétant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor [2]. Cette équation est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r \quad \text{I.9}$$

Où :

J est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m²);

Ω_r est la vitesse angulaire mécanique du rotor en (rad/s);

Avec: $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$

Tel que:

p : est le nombre de paires de pôles;

ω_r : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor;

f_r : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rad);

C_{em} est le couple électromagnétique en (N.m);

C_r est le couple résistant en (N.m).

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation θ (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à

coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

1.7.3 Application de la transformation de Park à la MADA:

Transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire intervient pour équilibrer le système transformé, c'est-à-dire, elle ne participe pas à la création de cette fmm de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q). La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Ceci conduit à la conservation de puissances instantanées et la réciprocité des inductances mutuelles, et permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, qui reste invariable pour la machine réelle [7]. Le schéma de la figure I-8 montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.

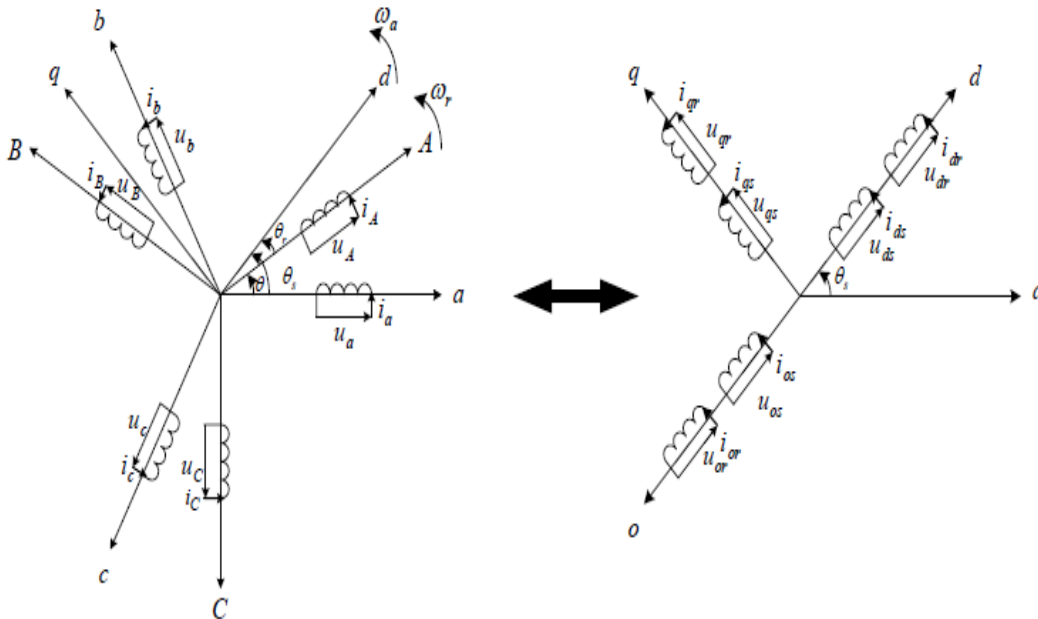


Figure I.8 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Où:

θ : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a;

θ_r : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d;

θ_s : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d;

ω_a : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q);

ω_r : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par:

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \psi & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes:

- Pour le stator:

$$[X_{dgo}]_s = [A_s][X_{abc}] \quad \text{I.10}$$

- Pour le rotor:

$$[X_{dgo}]_r = [A_r][X_{ABC}] \quad \text{I.11}$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension U, un courant I, ou un flux ϕ .

Avec :

$$[A_s] = [A(\psi = \theta_s)] \text{ et } [A_r] = [A(\psi = \theta_r)].$$

I.7.4 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park:

Dans le repère de Park, on a les transformations suivantes:

- Pour les tensions:

$$[V_{dgo}]_s = [A_s][V_{abc}] \quad \text{I.12}$$

$$[V_{dgo}]_r = [A_r][V_{ABC}] \quad \text{I.13}$$

- Pour les courants:

$$[i_{dgo}]_s = [A_s][i_{abc}] \quad \text{I.14}$$

$$[i_{dgo}]_r = [A_r][i_{ABC}] \quad \text{I.15}$$

- Pour les flux:

$$[\phi_{dgo}]_s = [A_s][\phi_{abc}] \quad \text{I.16}$$

$$[\phi_{dgo}]_r = [A_r][\phi_{ABC}] \quad \text{I.17}$$

I.7.4.1 Equations des tensions:

Pour le stator, on a:

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{I.18}$$

En multipliant l'équation I.18 par la matrice $[A_s]$, il vient:

$$[A_s][V_{abc}] = [A_s]R_s[i_{abc}] + [A_s]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{I.19}$$

Alors:

$$[V_{dqo}] = R_s[i_{dqo}] + [A_s]\frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad \text{I.20}$$

Le développement de l'équation I.20 donne:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_a \phi_{qs} \quad \text{I.21}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega_a \phi_{ds} \quad \text{I.22}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{I.23}$$

Où : $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la vitesse angulaire du système d'axes (d,q).

En procédant d'une façon analogue à celle du stator, on trouve pour le rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \quad \text{I.24}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \quad \text{I.25}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{I.26}$$

I.7.4.2 Equations des flux:

Pour le stator, en multipliant l'équation I.5 par $[A_s]$ on trouve:

$$[A_s][\phi_{abc}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}] \quad \text{I.27}$$

Donc :

$$[\phi_{dqo}] = [A_s][L_s][i_{abc}] + [A_s][L_{sr}][i_{ABC}] \quad \text{I.28}$$

Après la simplification, on trouve:

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad \text{I.29}$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad \text{I.30}$$

$$\phi_{os} = L_s i_{os} \quad \text{I.31}$$

Pour le rotor, et de la même manière, on trouve:

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad \text{I.32}$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad \text{I.33}$$

$$\phi_{or} = L_r i_{or} \quad \text{I.34}$$

Avec :

$L_s = L_{aa} - L_{ab}$: est l'inductance cyclique statorique;

$L_{os} = L_{aa} + 2 L_{ab}$: est l'inductance homopolaire statorique;

$M = \frac{2}{3} L_{aA}$: est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor;

$L_r = L_{AA} - L_{AB}$: est l'inductance cyclique rotorique;

$L_{or} = L_{AA} + 2 L_{AB}$: est l'inductance homopolaire rotorique.

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation ω_a du repère (d,q) par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation ω_a .

I.7.4.3 Choix du référentiel:

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique:

- Référentiel lié au stator: Ce référentiel est appelé aussi système d'axes (α, β). Dans ce cas, ($\omega_a = 0$). Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques [2]. Les équations électriques de la machine deviennent:

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad \text{I.35}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad \text{I.36}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{I.37}$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \quad \text{I.38}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \quad \text{I.39}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{I.40}$$

- Référentiel lié au rotor: Dans ce cas, le système d'axes (d,q) est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse ($\omega_a = \omega_r$). Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [2].

Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent:

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \quad \text{I.41}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \quad \text{I.42}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{I.43}$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad \text{I.44}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad \text{I.45}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{I.46}$$

-Référentiel lié au champ tournant:

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes(X,Y) il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire($\omega_a=\omega_s$) les équations électriques deviennent :

Au stator:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad \text{I.47}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad \text{I.48}$$

$$V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \quad \text{I.49}$$

Au rotor:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad \text{I.50}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad \text{I.51}$$

$$V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \quad \text{I.52}$$

I.7.4.4 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park:

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement I.9 au système d'équations différentielles modélisant la machine [3].

La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante:

$$C_{em} = \frac{3pM}{2L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) = \frac{3p}{2} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad \text{I.53}$$

I.8 Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'état:

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tension statorique et rotorique. En considérant les courants statorique et rotorique comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est par l'équation d'état suivante:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad \text{I.54}$$

Avec:

X : Vecteur d'état.

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

B : Matrice de commande.

U : Vecteur du système de commande.

Où:

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T ;$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} & V_{rd} & V_{rq} \end{bmatrix}^T ;$$

Pour le représentation matriciel:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega) M & -R_r & (\omega_s - \omega) L_r \\ -(\omega_s - \omega) M & 0 & -(\omega_s - \omega) L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \\ & \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega) M & -R_r & (\omega_s - \omega) L_r \\ -(\omega_s - \omega) M & 0 & -(\omega_s - \omega) L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{I.55}$$

On pose:

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

Alors l'équation (I.35) dévient:

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} U \quad \text{I.56}$$

Par analogie de l'équation I.50 avec l'équation I.47 on trouve:

$$A = [L]^{-1} [Z]$$

$$B = [L]^{-1}$$

La matrice $[Z]$ peut être écrite comme suit:

Dans le but de simplifier la réalisation par SIMULINK/MATLAB la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante:

$$[Z] = -[Z_1] - \omega_s [Z_2] + \omega_s [Z_3]$$

Avec :

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

I.9 Alimentation de la MADA:

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension figure I.9. La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et la tension de sortie de l'onduleur [8].

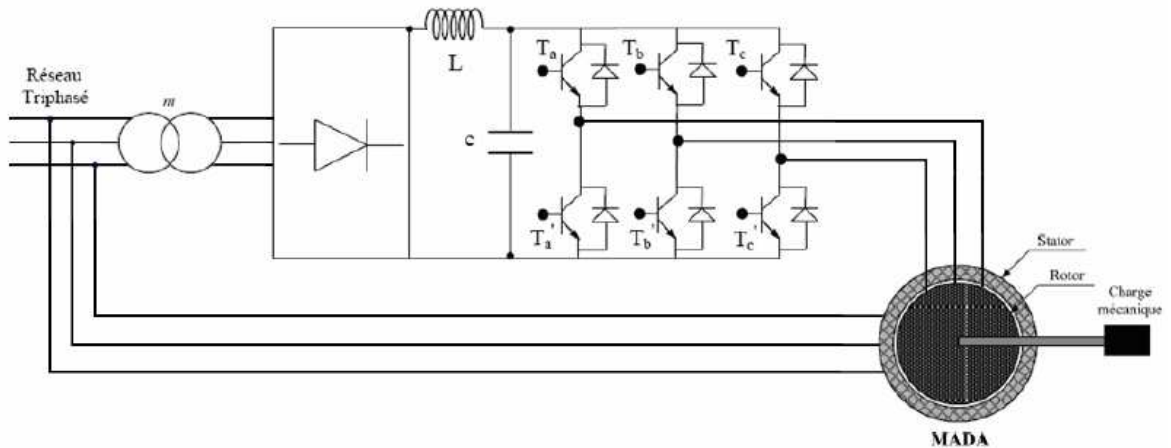


Figure I.9 Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.

I.10 Modélisation de l'alimentation de la MADA-onduleur de tension:

I.10.1 Introduction:

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la machine asynchrone est associée à deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre

une source alternative et la machine asynchrone, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur-machine.

Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure I.9 illustre le schéma de principe de cette association.

I.10.2 Modélisation de l'onduleur de tension:

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure I.9, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $\frac{U_{dc}}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 [9].

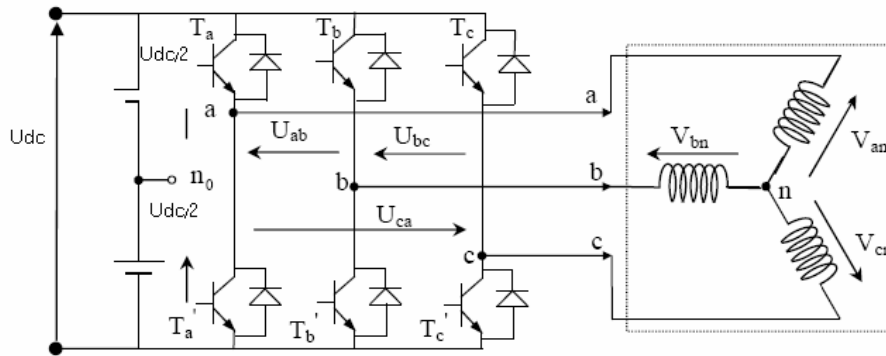


Figure I.10 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_1 et T_1' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- ❖ Si $S_i = 1$, alors T_1 est passant et T_1' est ouvert,
- ❖ Si $S_i = 0$, alors T_1 est ouvert et T_1' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad \text{I.57}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{I.58}$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad \text{I.59}$$

Donc, on peut déduire que:

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad \text{I.60}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i (i = a, b, c)$ on a:

$$V_{in0} = S_i U_{dc} - \frac{U_0}{2} \quad \text{I.61}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad \text{I.62}$$

En remplaçant (I.62) dans (I.60), on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad \text{I.63}$$

En remplaçant (I.62) dans (I.63), on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I.64}$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I.10.3 Principe de la MLI:

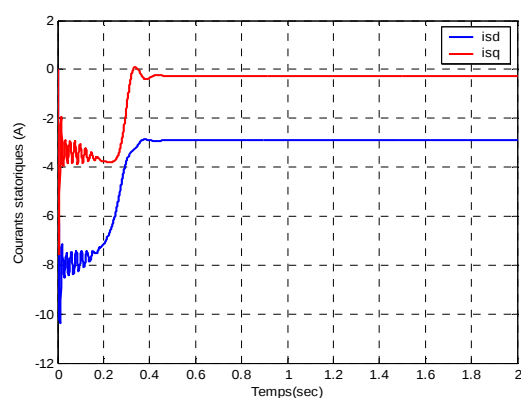
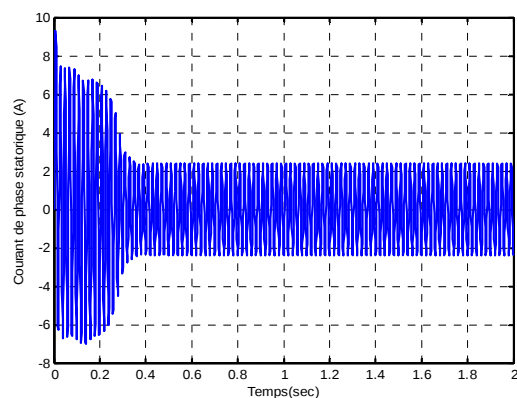
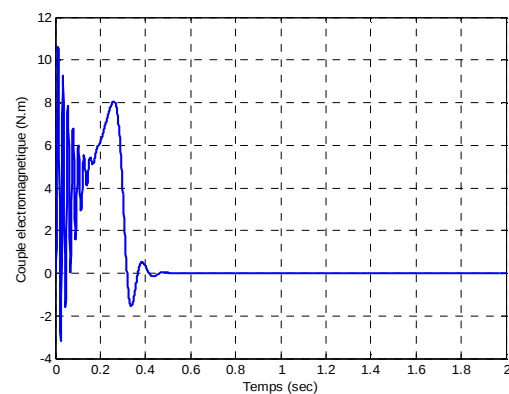
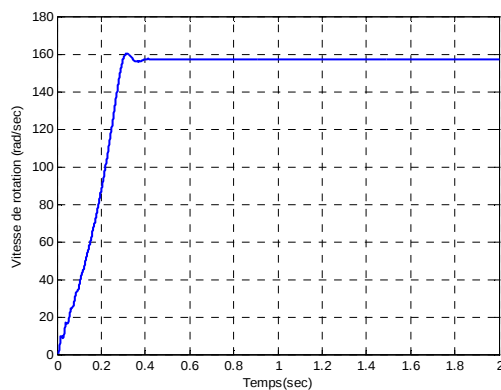
La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement [2].

Le principe de la MLI sinus-triangle repose sur la comparaison entre un signal de référence appelé la modulante et un signal triangulaire de haute fréquence appelé la porteuse. La valeur du rapport de fréquence entre la modulante et la porteuse procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [2].

I.11 Résultats de simulation:

I.11.1 $V_r=0$; $f_r=0$:

- A vide: $C_r = 0$



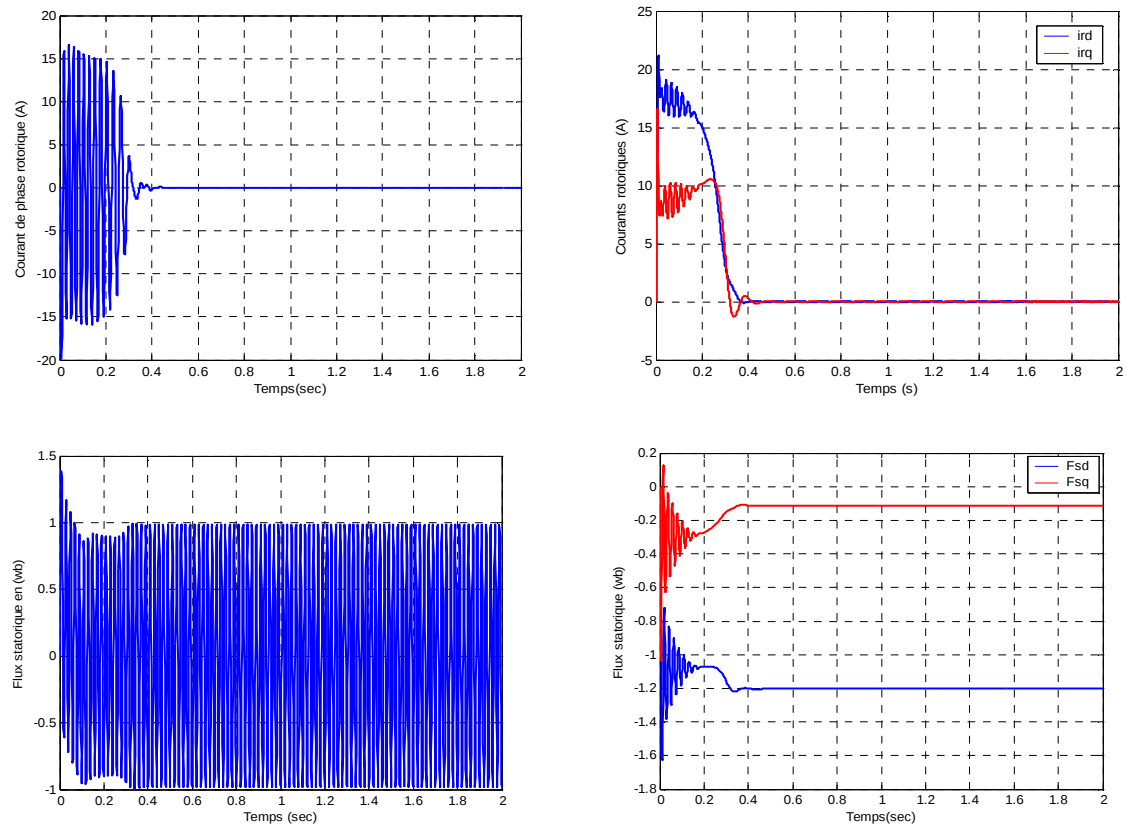
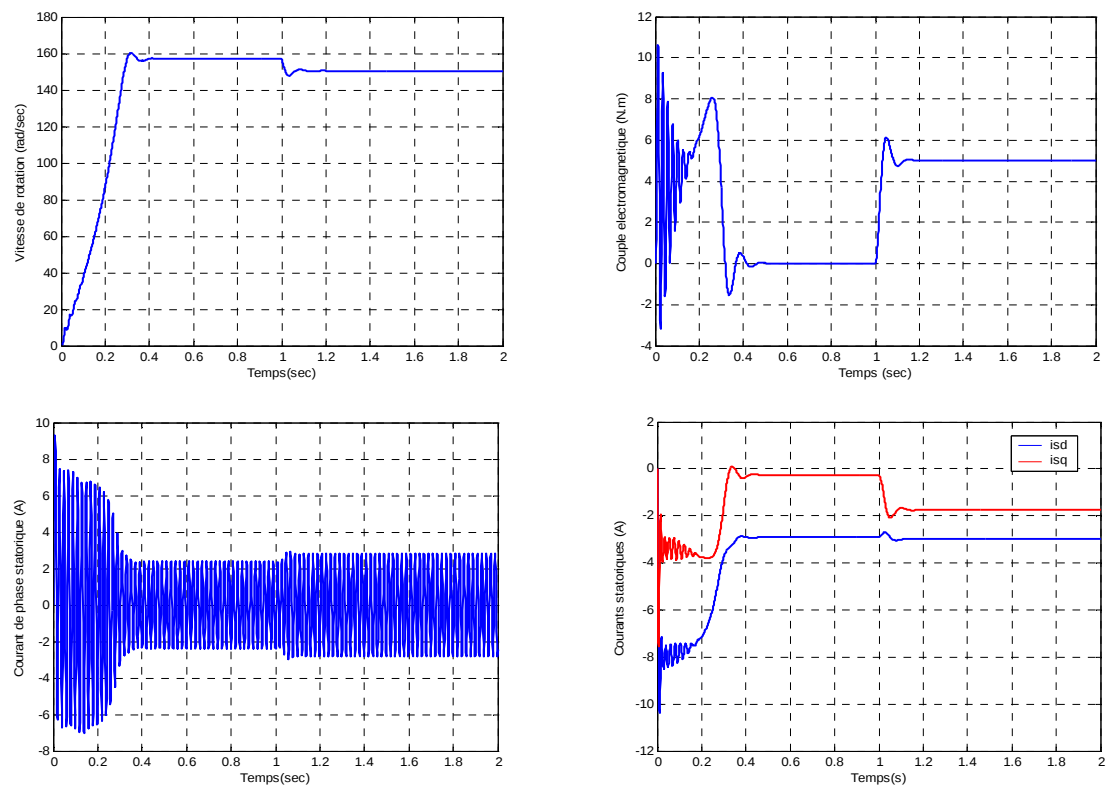


Figure I.11 Démarrage à vide de la MADA (rotor en court-circuit).

- **En charge:** $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ sec}$.



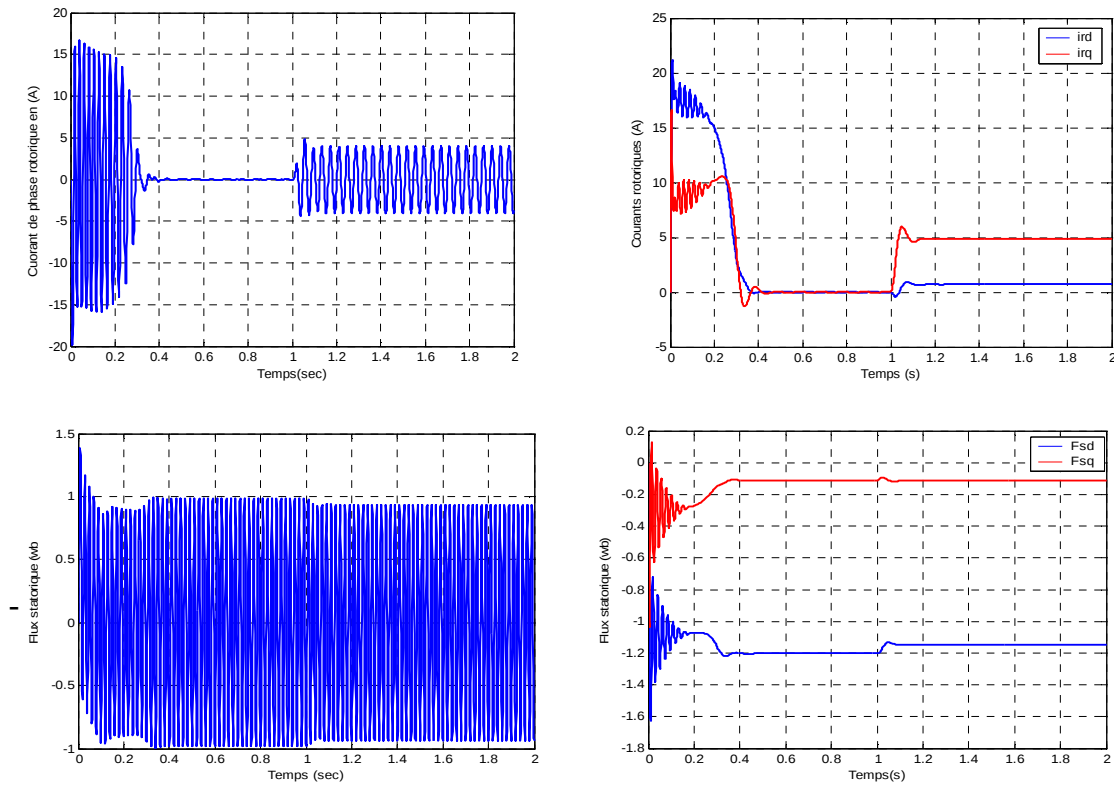


Figure I.12 Démarrage à vide avec application de couple de charge
(5 N.m) à $t = 1$ s de la MADA (rotor en court-circuit).

Interprétations des résultats de simulation:

Afin de montrer les performances et la robustesse du régulateur PI de vitesse de la MADA, on a simulé tout d'abord le comportement dynamique de la MADA sans alimentation rotorique (rotor en court circuit), le stator étant alimenté par un réseau triphasé équilibré. Deux cas ont été étudiés, un démarrage à vide, et une insertion d'un couple résistant nominal après l'établissement de la vitesse.

- **A vide:**

La figure I.11 représente les réponses dynamiques de quelques caractéristiques de la machine asynchrone alimentée au stator par un réseau triphasé équilibré au démarrage à vide.

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157 rd/sec au bout d'un temps de réponse de 0.4 sec environ dans ce cas de démarrage à vide.

On remarque aussi que pendant la période de démarrage le courant de phase statorique atteint un pic important de 9.31 A et présente des oscillations considérables, puis décroît jusqu'à sa valeur en régime permanent à vide de 2.37 A.

D'autre part, l'allure du couple électromagnétique présente un pic de 10.7 N.m pendant le démarrage puis diminue et équilibre le couple des frottements en régime établi.

- **En charge:**

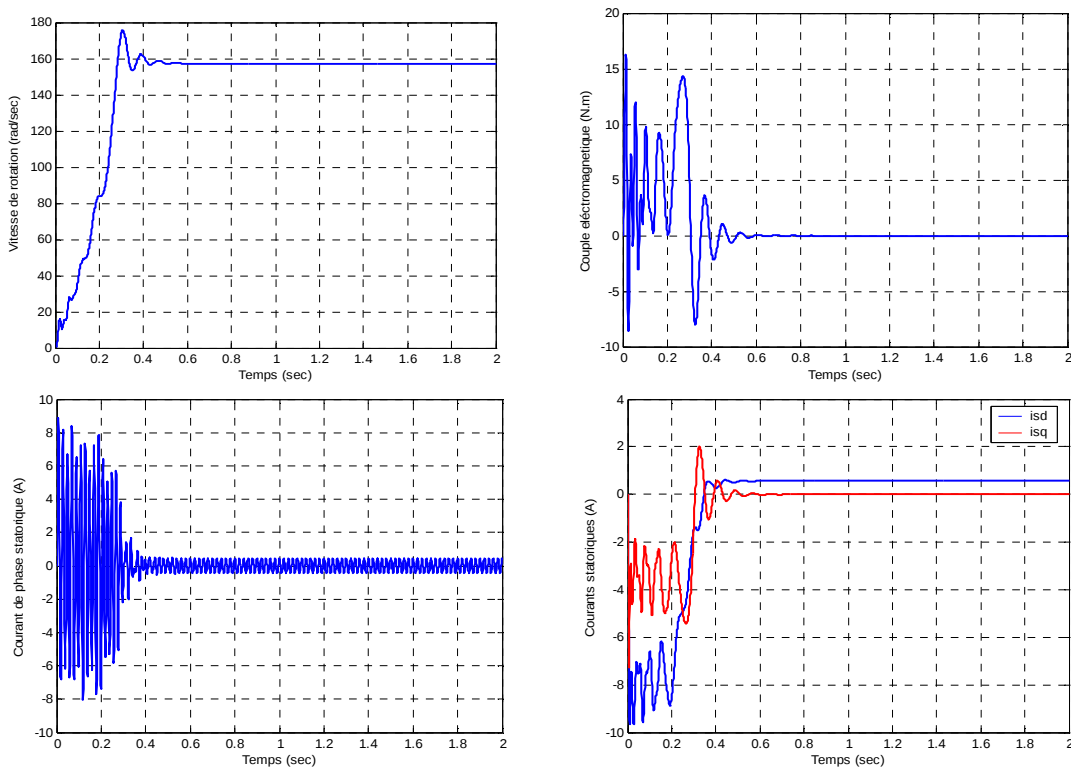
Cet essai est similaire au cas précédent sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 5 N.m à l'instant ($t = 1$ sec). Les résultats obtenus sont représentés par la figure I.12.

On note d'après cette figure que l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de 157 rd/sec à 150.5 rd/sec environ, traduite par une augmentation du glissement de la machine. D'autre part, le courant de phase statorique augmente de 2.37 A à 2.93 A en régime établi. Le couple électromagnétique marque un pic de 10.7 N.m lors de l'insertion de la charge puis s'établit à une valeur de 5 N.m en régime permanent pour équilibrer le couple de la charge et le couple des frottements à la fois.

Les résultats obtenus montrent bien le couplage existant entre les différentes variables de la machine, l'importance des pics de courant et du couple et les mauvaises performances dynamiques et statiques de la vitesse. Donc, pour améliorer la réponse dynamique de la machine et éliminer le couplage existant, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux et un réglage de la vitesse.

I.11.2 Machine asynchrone double alimentation (MADA): $V_r=6V$; $f_r=25Hz$

- **A vide:** $C_r = 0$.



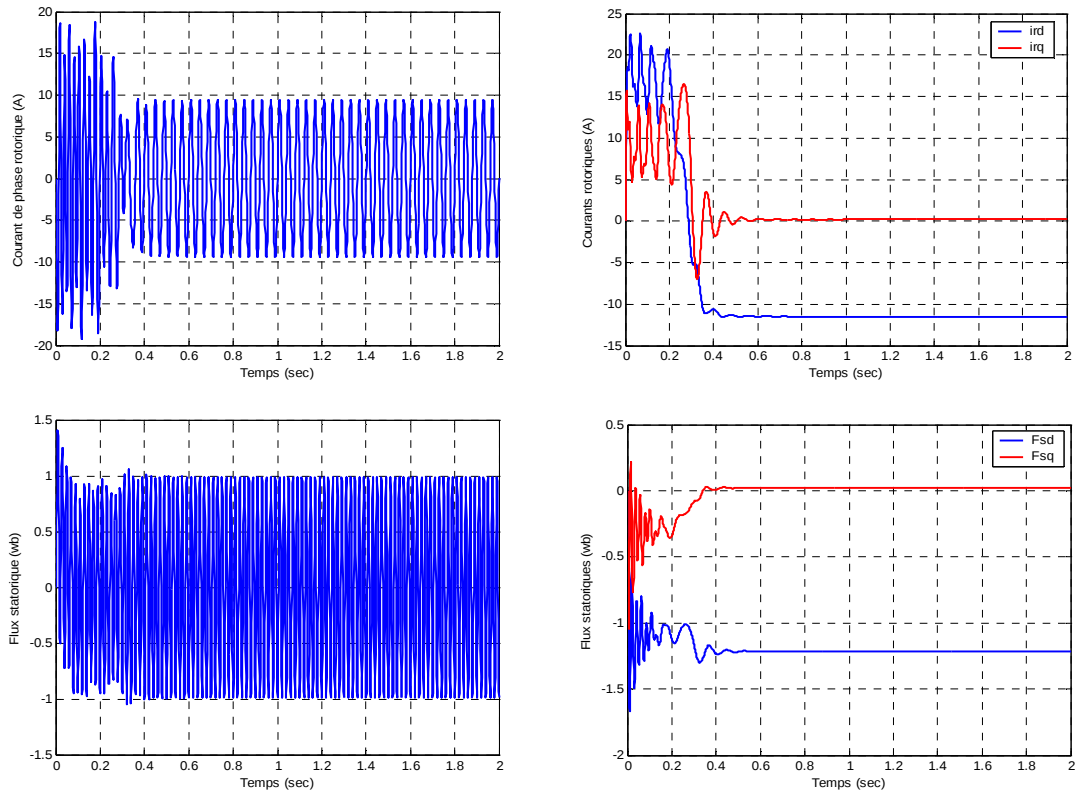
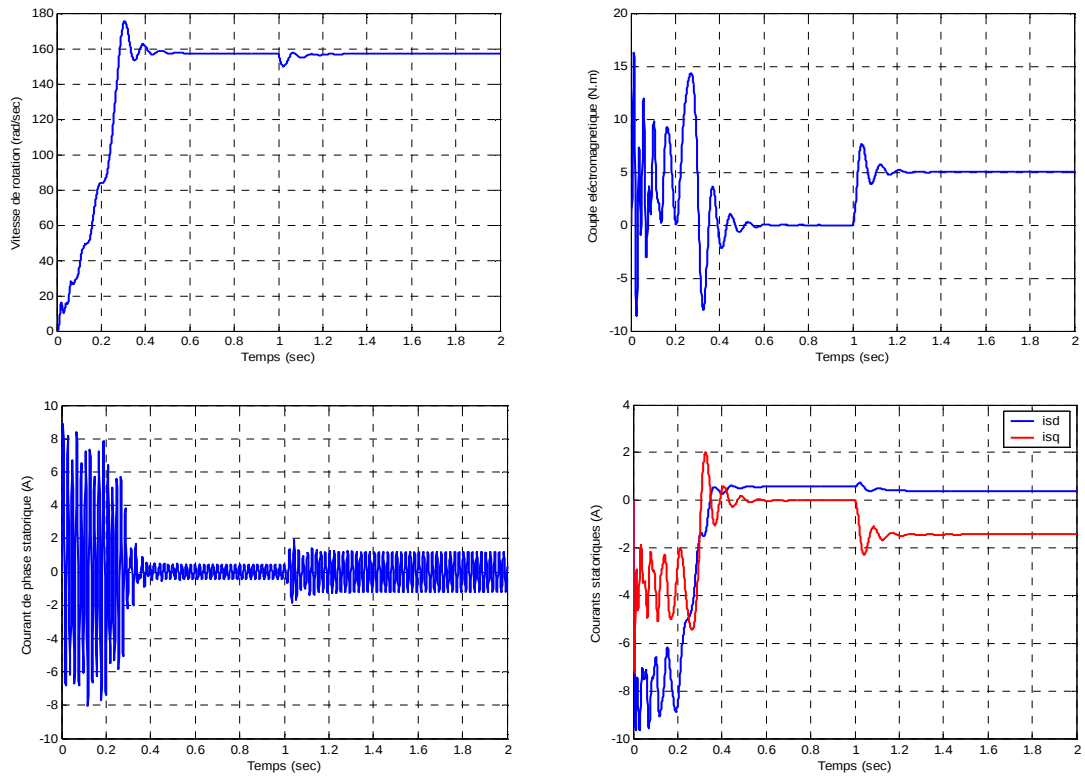


Figure I.13 Démarrage à vide de la MADA (rotor alimenté).

- **En charge:** $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$.



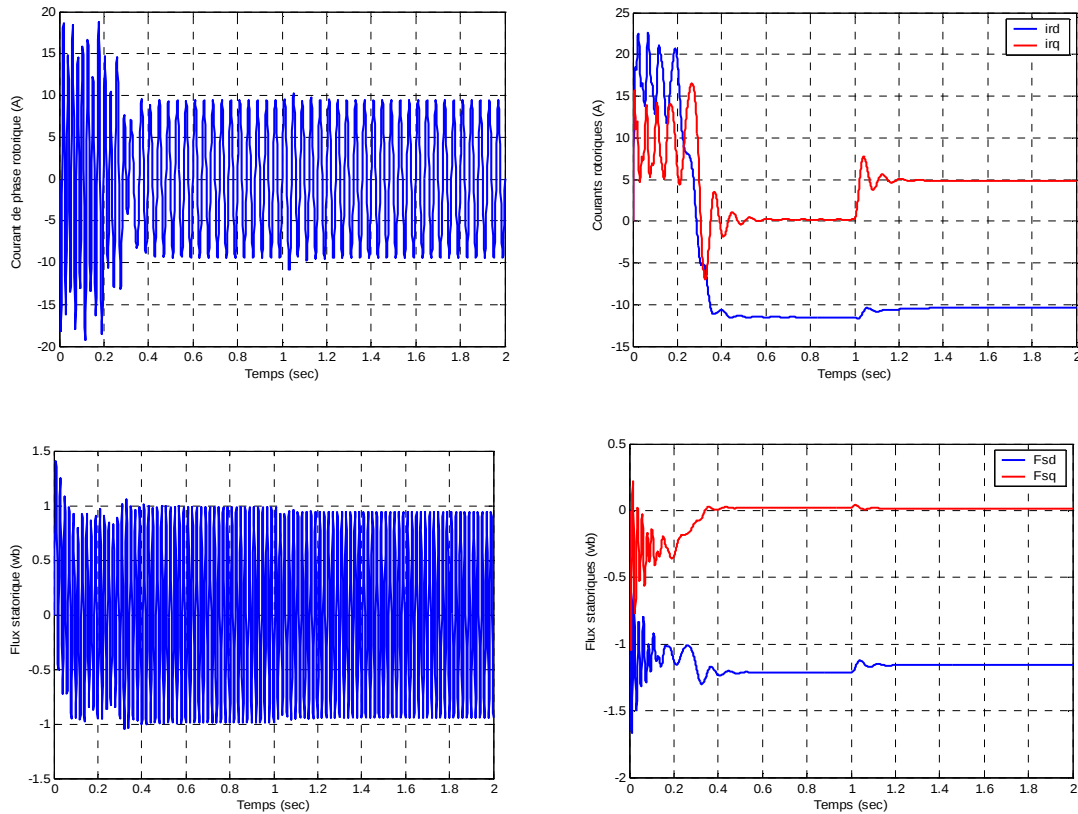


Figure I.14 Démarrage à vide avec application de couple de charge
(5 N.m) à $t = 1$ s de la MADA (rotor alimenté).

- Explications résultats de simulation de la MADA:

Dans ce qui suit, on va présenter des résultats de simulation d'un réglage de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté par un PI classique. On discutera le comportement dynamique de la MADA au démarrage à vide, lors de l'insertion d'un couple de charge et lors de changement de consigne et de l'inversion du sens de rotation. Des tests de robustesse ont été procédés aussi pour montrer les performances de ce réglage.

• A vide:

Dans ce cas, on a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par un PI classique de la MADA à flux statorique orienté, lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rd/s. Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure II.13. On constate que l'introduction de la boucle de réglage de vitesse améliore le temps de réponse de la vitesse qui devient 0.62 sec. On remarque aussi que le couple électromagnétique marque un pic de 16 N.m, puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime établi. Les courants de phase statorique et rotorique font des pics de 9 et 19 A respectivement aux premiers instants de démarrage, ils suivent bien leurs

références. Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant. La composante directe du flux statorique suit presque sa valeur de référence qui est de 1Wb et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux statorique.

- **En charge:**

En appliquant un couple de charge de 5 N.m à l'instant $t=1$ sec, on obtient les résultats de simulation représentés par la figure I.14.

D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur PI n'est pas parfaitement robuste vis-à-vis de la variation de la charge, car cette dernière affecte légèrement la réponse dynamique de la vitesse. En effet, la vitesse marque une petite diminution et un léger dépassement aux instants de l'application et de la suppression du couple de charge respectivement. D'autre part, le couple électromagnétique oscille autour.

d'une valeur de 5 N.m lors de l'application du couple de charge nominale afin d'équilibrer cette charge et le couple des frottements à la fois.

I.12 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 avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle réel de la machine auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande.

La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en oeuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet du deuxième chapitre.

Chapitre II

**Commande Vectorielle
de la Machine
Asynchrone à Double
Alimentation**

II.1 Introduction:

A l'heure actuelle, dans les applications à vitesse variable, la machine asynchrone de peu sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une large plage de puissance de quelque watts jusqu'à quelques mégawatts. Une association "convertisseur statique-machine asynchrone" exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [2].

Malgré que la machine à courant continu présente plusieurs inconvénients au niveau de sa construction et sa maintenance, elle reste utilisée dans quelques domaines. L'avantage principal de cette dernière réside dans sa commande simple. Depuis plusieurs années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu.

En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse; et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement) [2].

Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (*field oriented control*) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision.

L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée [2], [3] et constitue actuellement un domaine de recherché. Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double

alimentation. Quelques résultats de simulation seront présentés aussi pour montrer l'amélioration des performances dynamiques de la machine.

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 [2].

Ce n'est que vers les années cinquante, grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, et plus particulièrement en Allemagne et en Hongrie, de la méthode de phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [2].

En 1969, les principes de cette commande ont été définis par Hasse et la première publication internationale au sujet de ce type de commande appliquée aux machines à induction est certainement celle de Blaschke en 1971 [2].

II.2.1 Principe de la commande vectorielle:

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [10].

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [1].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure II.1.

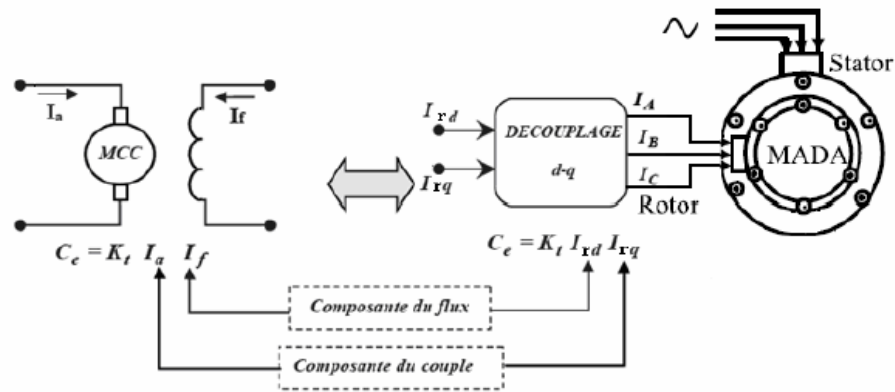


Figure II.1 Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu.

II.2.2 Variantes de la commande vectorielle:

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [2]:

- Suivant la source d'énergie:
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter).
 - Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux:
 - Commande vectorielle de flux rotorique;
 - Commande vectorielle de flux statorique;
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux:
 - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase);
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II.2.3 Commande vectorielle directe:

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 [11], [12] (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position.

Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à

l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [11].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [13].

II.2.4 Commande vectorielle indirecte:

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position.

Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [2].

II.2.5 Procède d'orientation du flux [14]:

Il existe trois types d'orientation du flux:

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{rd} = \phi_r$, $\phi_{rq} = 0$.
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{sd} = \phi_s$, $\phi_{sq} = 0$.
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{dg} = \phi_g$, $\phi_{qg} = 0$.

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

II.2.6 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.

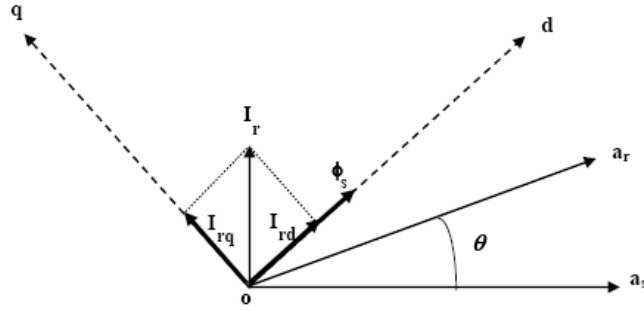


Figure II.2 Illustration de l'orientation du flux statorique.

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 statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure II.2.

On obtient:

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq} = 0 \quad \text{II.1}$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \Rightarrow i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \\ i_{sd} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad \text{II.2}$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique:

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad \text{II.3}$$

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

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (-\phi_s i_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad \text{II.4}$$

Alors:

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{P.M} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad \text{II.5}$$

De l'équation I.31 on a:

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

D'après les équations des flux statorique on aura:

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

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

On remplace l'équation II.7 dans I.47 et l'équation II.8 dans I.48 on trouve:

$$\dot{\phi}_{sd} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \phi_{sd} \quad \text{II.9}$$

$$\dot{\phi}_{sq} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \phi_{sd} \quad \text{II.10}$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique ϕ_{sd} et le courant rotorique i_{rd} :

En remplaçant l'équation II.7 dans l'équation I.32 et l'équation II.8 dans l'équation I.33 on trouve donc les deux équations suivantes:

$$\phi_{rd} = \sigma.L_r.i_{rd} + \frac{M}{L_s}\phi_{sd} \quad \text{II.11}$$

$$\phi_{rq} = \sigma.L_r.i_{rq} + \frac{M}{L_s}\phi_{sq} \quad \text{II.12}$$

En introduisant les équations II.9, II.11 et II.12 dans l'équation I.50 et dans l'équation I.51 on trouve:

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \quad \text{II.13}$$

$$V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma.L_r \frac{di_{rq}}{d} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma.L_r . i_{rd} \quad \text{II.14}$$

II.3 Structure de la commande vectorielle directe:

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.

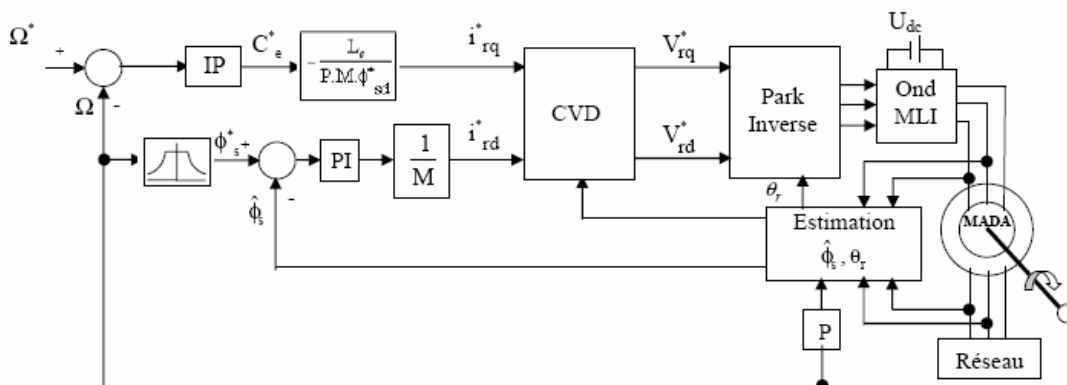


Figure II.3 Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

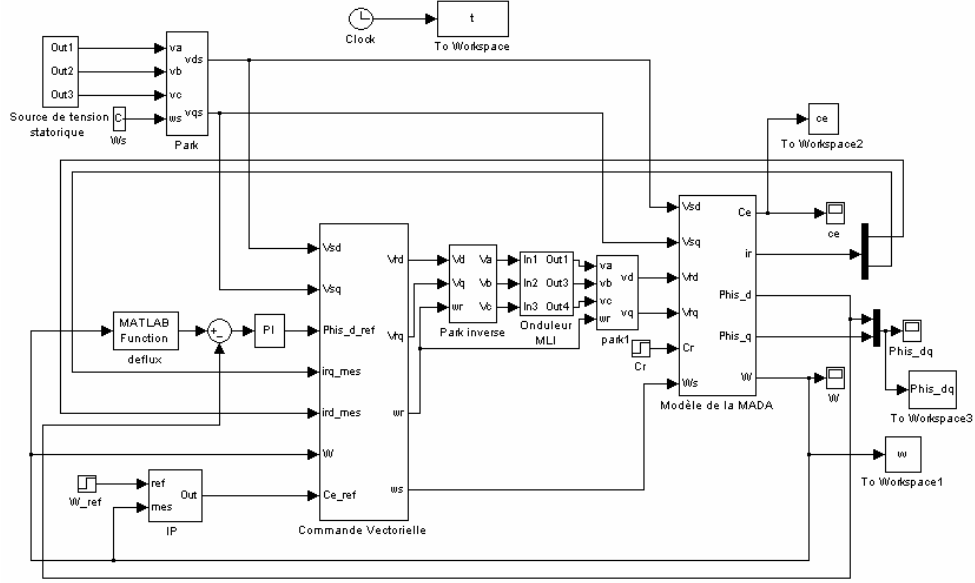


Figure II.4 Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA par MATLAB/SIMULINK.

II.3.1 Défluxage:

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

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} \cdot i_{rd} - \phi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad \text{II.15}$$

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

$$C_e = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s \cdot i_{rq} \quad \text{II.16}$$

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

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad \text{II.17}$$

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 sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à

sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le suréchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par [2]:

$$\begin{aligned} \phi_s^* &= \phi_{sn} & \text{si} & \quad |\omega| \leq \omega_n \\ \phi_s^* &= \phi_{sn} \frac{|\omega|}{\omega_n} & \text{si} & \quad |\omega| > \omega_n \end{aligned} \quad \text{II.18}$$

Où:

$\omega_n = P.\Omega_n$: 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.3.2 Principe du découplage par compensation:

Des équations II.13 et II.14 on peut voir 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:

$$E_d = \sigma.L_r (\omega_s - \omega) i_{rq} \quad \text{II.19}$$

$$E_q = \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} - \sigma.L_r (\omega_s - \omega) i_{rd} \quad \text{II.20}$$

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

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad \text{II.21}$$

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad \text{II.22}$$

II.3.3 Estimation du flux statorique:

Pour 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 (calculé). L'estimateur de flux peut être obtenu par les equations suivantes [17], [18]:

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad \text{II.23}$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rd} \quad \text{II.24}$$

La position du flux statorique est calculée par les équations suivantes:

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad \text{II.25}$$

Tel que:

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

Où:

θ_s : est la position électrique de stator.

θ : est la position électrique de rotor.

II.3.4 Dimensionnement des régulateurs:

II.3.4.1 Calcul des régulateurs des courants rotoriques, de flux statorique et de vitesse:

II.3.4.1.1 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.3.4.1.1.1 Régulation du courant rotorique directe:

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation II.13 et par l'annulation de E_d par le terme de compensation.

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_{rs}) i_{rd} \quad \text{II.26}$$

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{1}{R_r (1 + \sigma T_{rs})} \quad \text{II.27}$$

La boucle de régulation de courant i_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.5 :

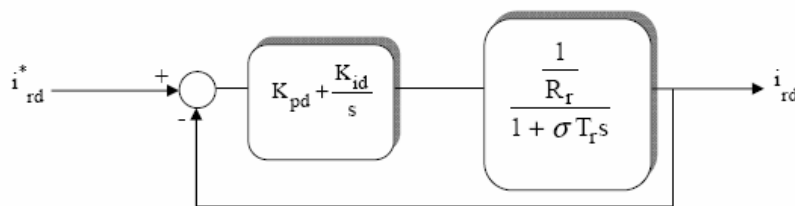


Figure II.5 Schéma de régulation de courant i_{rd} .

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.5 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 maintenant:

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

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.5 sera:

$$FTBF(s)_{i_{rd}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad \text{II.33}$$

Par analogie de l'expression II.33 par l'expression II.32 on trouve:

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad \text{II.34}$$

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

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad \text{II.35}$$

La constante de 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.3.4.1.1.2 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 par le terme de compensation.

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = k_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} \right) i_{rq} \quad \text{II.36}$$

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{k_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} p} \quad \text{II.37}$$

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

La boucle de régulation de courant i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.6:

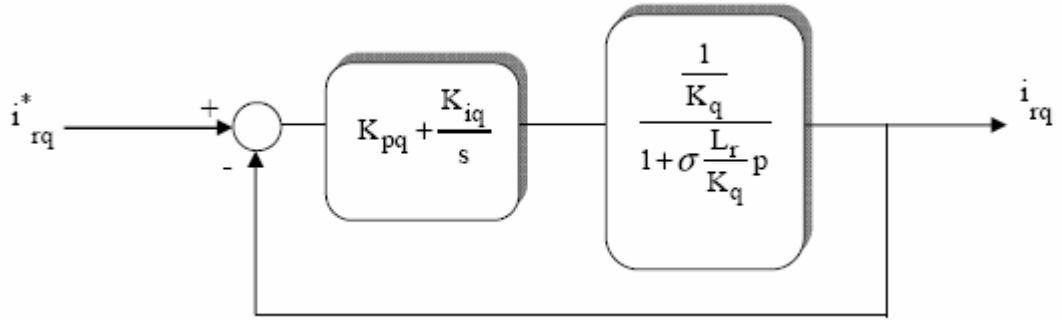


Figure II.6 Schéma de régulation de courant i_{rq} .

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

Alors, nous trouvons:

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = k_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad \text{II-38}$$

La constante de 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 le courant i_{rd} ($\tau = 0.001s$).

II.3.4.1.2 Régulateur du flux statorique:

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

$$\frac{\phi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1 + s T_s} \quad \text{II.39}$$

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

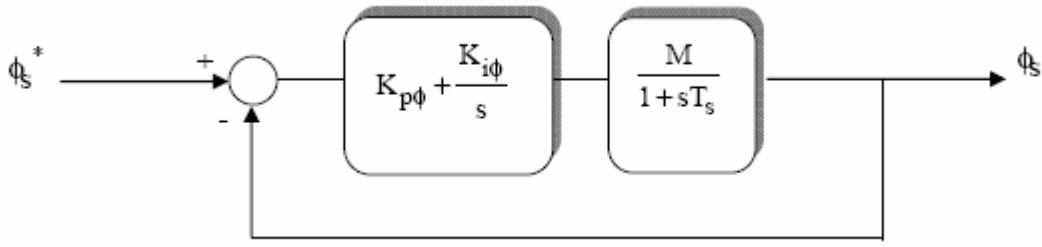


Figure II.7 Schéma de régulation du flux statoriques.

La compensation des pôles donne:

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_s \quad \text{II.40}$$

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

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{M \cdot K_{i\phi}}} \quad \text{II.41}$$

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

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M \cdot \tau} \\ K_{p\phi} = K_{i\phi} \cdot T_s = \frac{T_s}{M \cdot \tau} \end{cases} \quad \text{II.42}$$

II.3.4.1.3 Régulation de vitesse par un régulateur IP:

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique null 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:

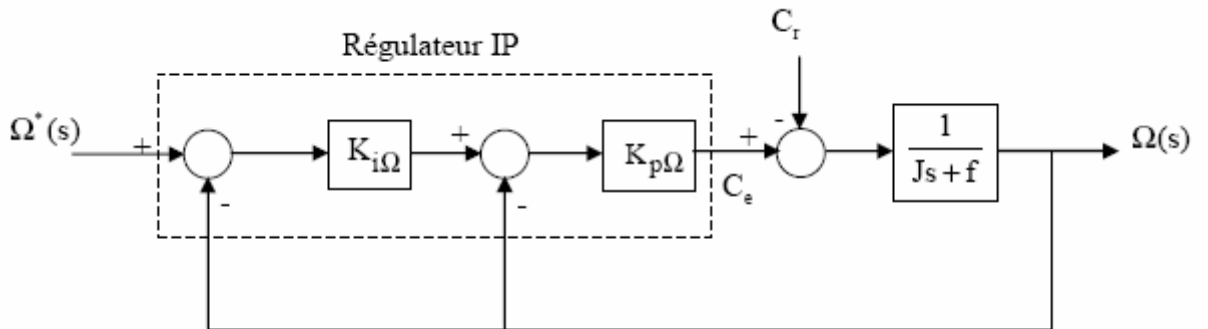


Figure II.8 Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

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:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} s^2} \quad \text{II.43}$$

Où :

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

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:

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad \text{II.44}$$

Par l'identification de l'expression II.43 par l'expression II.44, nous obtenons:

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad \text{II.45}$$

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):

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\xi\omega_n - f \\ K_{i\Omega} = \frac{J\omega_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad \text{II.46}$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement (ξ) et de la pulsation naturelle (ω_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$.

On prend $\xi = 0.9682$ et $\omega_n = 23.493 \text{ rad/s}$, ce qui donne:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.4502 \\ K_{i\Omega} = 12.0056 \end{cases}$$

II.4 Résultats de simulation:

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, dont les paramètres du MADA sont mentionnés dans l'annexe.

II.4.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge:

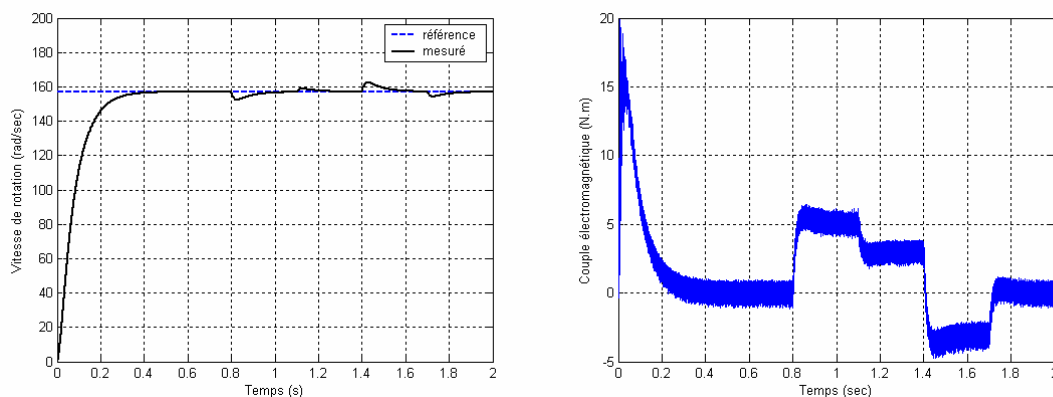
Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/sec, puis un changement cyclique de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite :

Temps (Sec) = [0 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7];

C_r (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0];

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (II.9).

D'après ces résultats de simulation, on note que le régulateur IP n'est pas parfaitement robuste vis-à-vis de la variation de la charge, car cette dernière affecte légèrement la réponse dynamique de la vitesse. En effet, la vitesse marque une petite diminution et un léger dépassement aux instants de l'application et de la suppression du couple de charge respectivement. D'autre part les résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique traduit par la réponse des composantes I_{rd} et I_{rq} du courant rotorique.



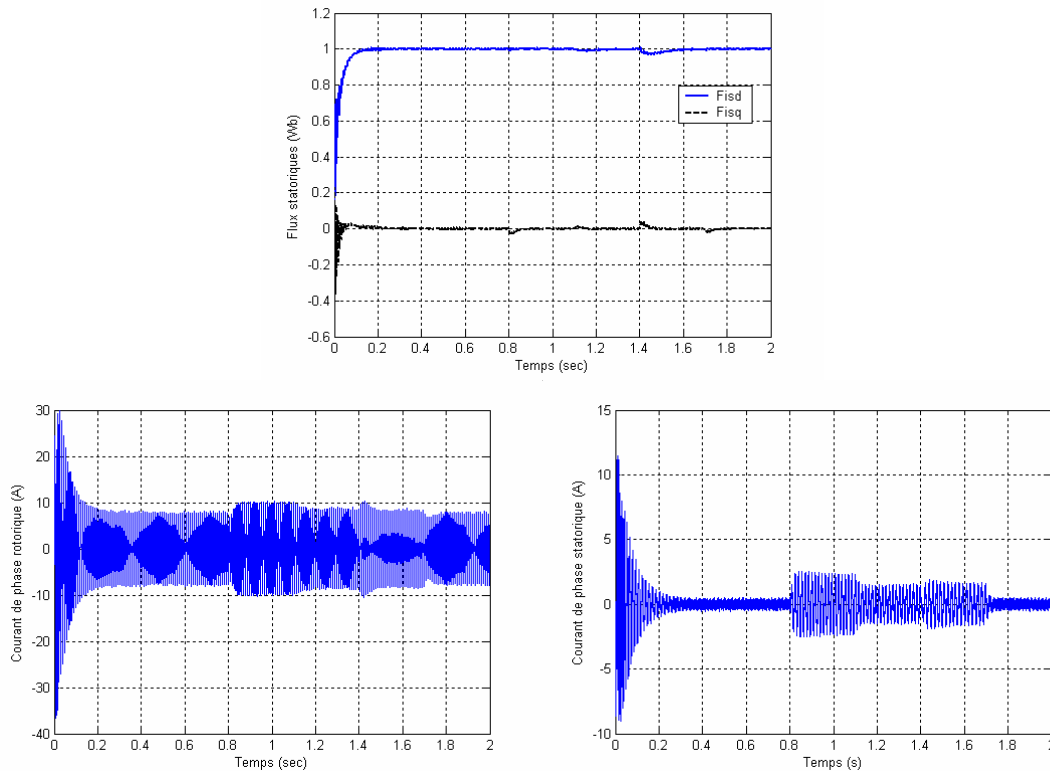


Figure II.9 Résultats de simulation lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

II.4.2 Tests de robustesse :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique, deux tests sont effectués. Le premier est celui par inversion de la vitesse, le deuxième par la variation de la résistance rotorique.

II.4.2.1 Inversion du sens de rotation:

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe de la MADA, vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5 N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec.

Les résultats obtenus (voir la figure II.10) montrent clairement que:

La vitesse suit parfaitement sa consigne et s'inverse au bout de 0.4 sec. Cela engendre une augmentation au niveau du courant d'une grandeur identique à celle observée durant le régime transitoire initiale, qui se stabilise aussi au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Le couple électromagnétique atteint -27 N.m pendant l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa

valeur de référence négative. Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'inversion de la vitesse.

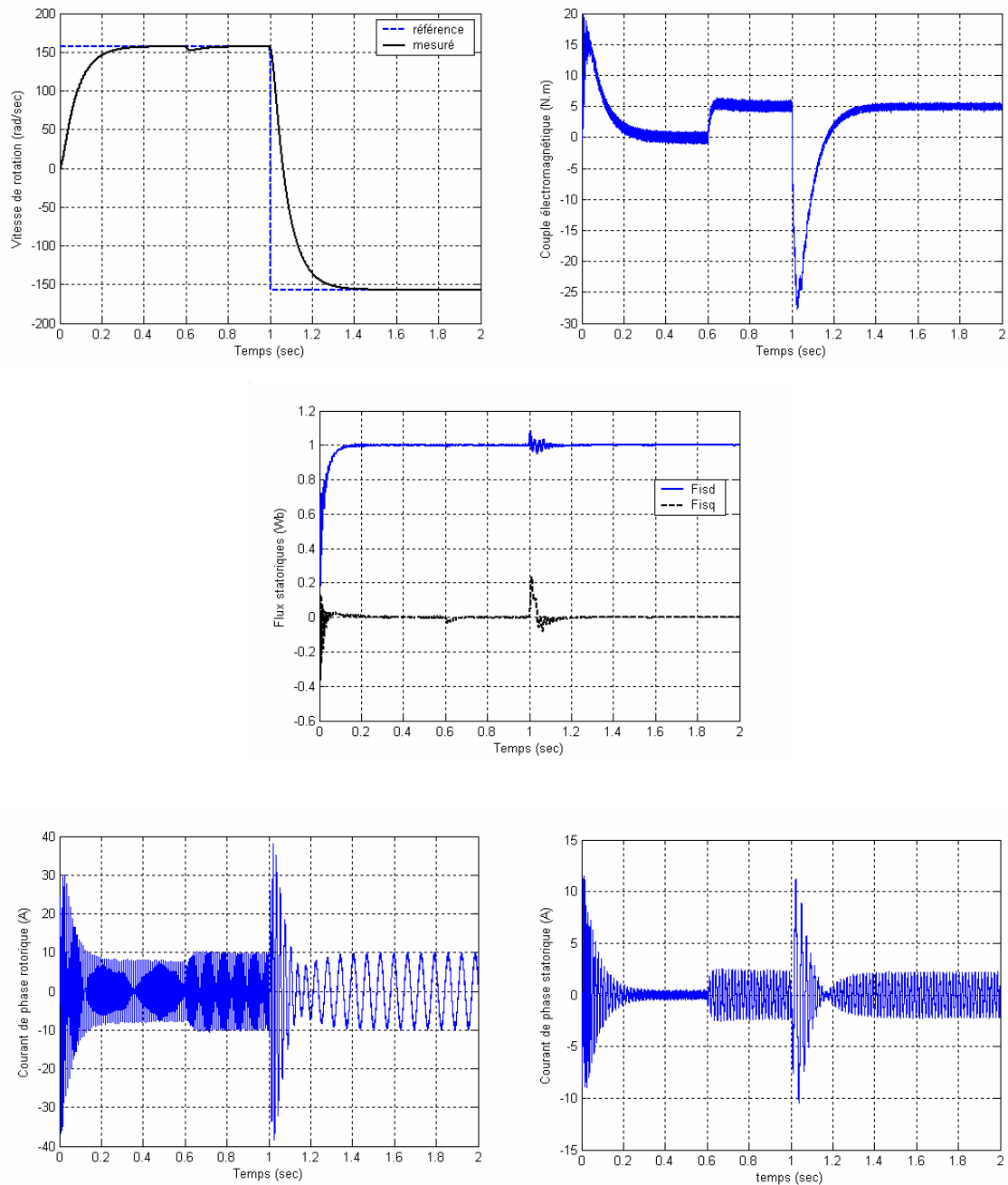


Figure II.10 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.

II.4.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique:

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique R_r de +50% de sa valeur nominale. La figure II.11 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statoriques. D'après ces résultats, on remarque de façon claire

qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle et le régulateur PI classique face à ces variations.

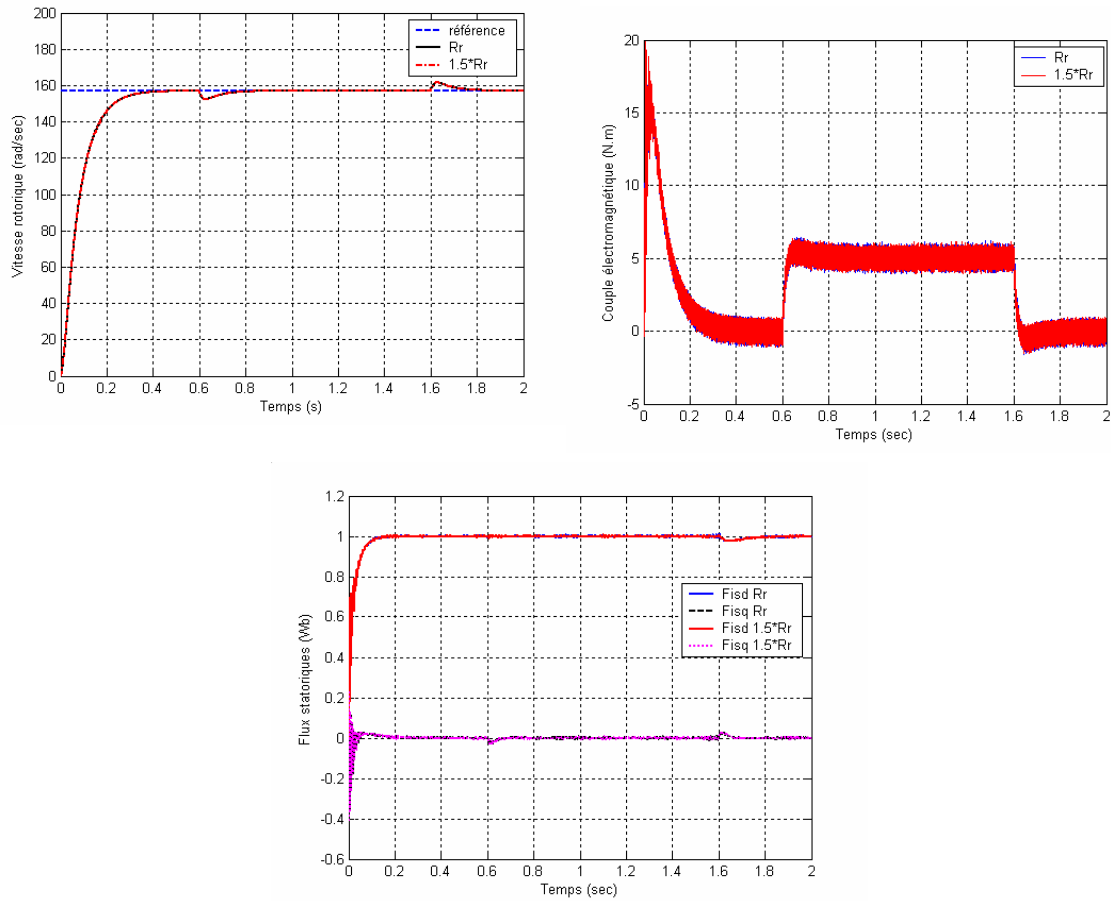


Figure II.11 Résultats de simulation de la MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

II.5 Conclusion:

Ce chapitre nous à permis d'établir les lois de la commande vectorielle appliquée aux machines électriques. On a vu les causes et les conséquences de son apparition, son principe et ses différentes classifications, puis on a présenté l'application de cette théorie à la machine asynchrone à double alimentation. Notons que cette technique reste la méthode la plus répandue pour avoir une commande découplée du flux et du couple. Elle permet de rendre la forme du couple de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celle de la machine à courant continu. Au long de ce chapitre nous avons adopté une stratégie basée sur la commande vectorielle à orientation du flux statorique. On a présenté aussi la structure de la commande de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté, munie d'un régulateur IP classique. Des résultats de simulation ont été présentés et montrent la robustesse de la commande vectorielle et des régulateurs IP et PI classiques face à la variation paramétrique et non paramétrique en général. Ce dernier ne maîtrise pas en tout temps ces variations.

La commande vectorielle du MADA que nous avons développé présente une poursuite satisfaisante de la référence, mais le régulateur classique PI (ou IP) ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en générale, les incertitudes des systèmes incertains.

Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le IP classique; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la logique floue. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de l'intelligence artificielle. Le but du prochain chapitre est de présenter les aspects de la logique floue et son application au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.

Chapitre III

**Commande par
Logique Floue**

III.1 Introduction:

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande, elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont:

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus [9].
- L'utilisation de connaissance [9].
- La simplicité de définition et de conception [9].
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire [9].
- La réduction du temps de développement et de maintenance [9].

Les bases de la théorie de la logique floue ont été formulées par le professeur L.A.ZADEH en 1965 [9], c'est en 1974 que le professeur MAMDANI, en définissant la structure de base des régulateurs flous et les principes de la commande floue, propose la première application industrielle, la commande floue d'un générateur de vapeur [9].

En 1985 la logique floue s'est implantée réellement dans le milieu industriel en montrant toute son efficacité, [9].

Application floue est sans doute le contrôleur du métro de sandai au Japon réalisé par la société HITACH en 1988. la problématique correspond à l'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes; la question fondamentale est de savoir quand utiliser la commande floue à la place des techniques de commande classique, si pour des cas analogues. Les stratégies classique n'ont pas donné des résultats satisfaisants, ou si aucune solution n'a encore été trouvée l'approche floue peut être envisagée actuellement, il n'existe pas de procédure systématique disponible permettant de savoir quelle type de commande floue à utiliser suivant les caractéristiques d'un système (PI et PID et P floue) [9].

Dans ce chapitre, on présente de base de la théorie de la logique floue, puis la principe de la conception d'un régulateur floue-PI, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone, on présente aussi les résultats de simulation numérique concernant les régimes; démarrage à vide, introduction d'un couple de charge et les testes de robustesse, puis on présente des résultats de simulation.

III. 2 Principe de la logique floue:

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours.

De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système, [9]. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

III. 2. 1 Variables linguistiques:

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, [9], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel.

Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U . L'ensemble $T_u = \{A_1, A_2, \dots\}$ fini ou infini, contient des sous ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisables pour caractériser u [9].

Exemple [9].

u : Désigne la taille d'un être humain, l'univers des tailles en centimètres est:

$$U = \{80 \ 90 \ 100 \ 110 \ 120 \ 130 \ 140 \ 150 \ 160 \ 170 \ 180 \ 191 \ 200 \ 205\}$$

L'ensemble T_u est constitué par cinq ensembles flous:

$$T_u = \{\text{très petit} \ \text{petit} \ \text{moyen} \ \text{grand} \ \text{très grand}\}$$

L'ensemble T_u peut être écrit comme suit:

$$T_u = \{TP \ P \ M \ G \ TG\}$$

Avec:

$$TP = \{80 \ 90 \ 100\}, P = \{110 \ 120 \ 130\}, M = \{140 \ 150 \ 160\}$$

$$G = \{170 \ 180 \ 191\}, TG = \{200 \ 205\}$$

III. 2. 2 Les ensembles flous et les Fonctions d'appartenance:

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non appartenances est graduelle au lieu d'être brusque, [9]. Une définition plus mathématique peut être établie comme suit: Si U est une collection d'objets ou de valeurs

notés par " u ", alors un ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées:

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

Où $\mu_A(u)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet u de U dans l'ensemble flou A . Elle peut être notée comme suit:

$$\mu_A : U \rightarrow [0,1] \quad u \rightarrow \mu_A(u)$$

U Peut contenir des valeurs continues ou discrètes. Généralement, A s'écrit sous la forme:

$$A = \int \mu_A(u) / u \quad \text{Si U est continu} \quad \text{III.2}$$

$$A = \sum_{u_i \in U} \mu_A(u_i) \quad \text{Si U est discret} \quad \text{III.3}$$

Dans ces équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $u \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(u)$ il existe différentes formes de fonctions d'appartenances dont on peut signaler quelques unes: les formes trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées, [9].

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{Si } u \in [u_1, u_0] \\ \frac{u - u_2}{u_0 - u_2} & \text{Si } u \in [u_0, u_2] \end{cases}$$

Trapèze:

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{Si } u \in [u_1, u_2] \\ 1 & \text{Si } u \in [u_2, u_3] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{Si } u \in [u_3, u_4] \end{cases}$$

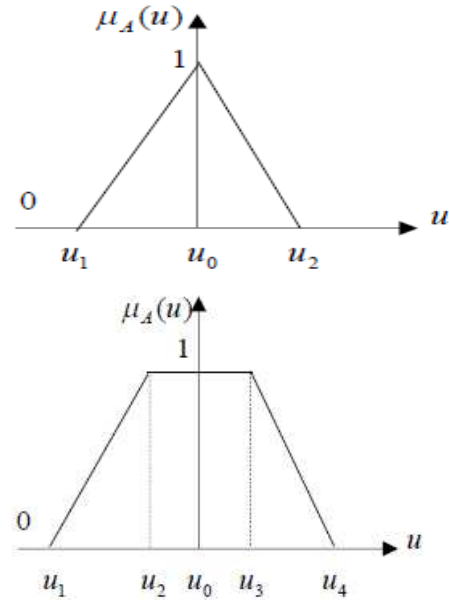


Figure III.1 les différentes fonctionnes d'appartenances.

Exemple [9]:

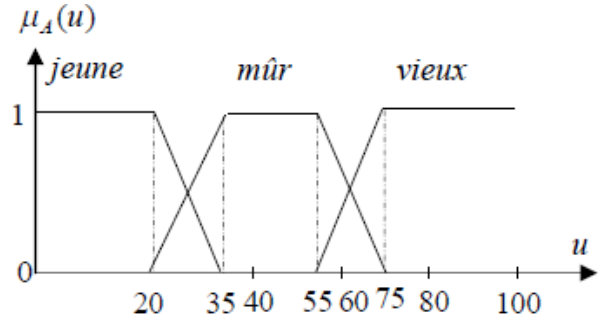
$$\mu_{jeune} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$\mu_{mûr} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$\mu \rightarrow \begin{cases} \mu_{jeune}(u) = 1 & \text{Si } u \leq 20 \\ \mu_{jeune}(u) = \frac{35-u}{15} & \text{Si } 20 < u < 35 \\ \mu_{jeune}(u) = 0 & \text{Si } u \geq 35 \end{cases} \quad \mu \rightarrow \begin{cases} \mu_{m\hat{u}}(u) = 0 & \text{Si } u \leq 20 \text{ ou } u \geq 75 \\ \mu_{m\hat{u}}(u) = \frac{u-20}{15} & \text{Si } 20 < u < 35 \\ \mu_{m\hat{u}}(u) = 1 & \text{Si } 35 \leq u \leq 55 \\ \mu_{m\hat{u}}(u) = \frac{75-u}{15} & \text{Si } 55 < u < 75 \end{cases}$$

$$\mu_{vieux} : [0,100] \rightarrow [0,1]$$

$$\mu \rightarrow \begin{cases} \mu_{vieux}(u) = 0 & \text{Si } u \leq 55 \\ \mu_{vieux}(u) = \frac{u-55}{20} & \text{Si } 55 < u < 75 \\ \mu_{vieux}(u) = 1 & \text{Si } u \geq 75 \end{cases}$$



III. 2. 3 Propriétés des ensembles flous:

- **Support:**

On appelle "support" d'un ensemble flou A dans U l'ensemble ordinaire de point u dans U tel que $\mu_A(u) > 0$. Il est noté par $S(A)$, et défini par, [9]:

$$S(A) = \{u \in U / \mu_A(u) > 0\} \quad \text{III.4}$$

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

- **Hauteur:**

La "hauteur" d'un ensemble flou A est la plus grande valeur du degré d'appartenance $\mu_A(u)$. Elle est notée par $hgt(A)$ et définie par [9]:

$$hgt(A) = \max_{u \in U} \mu_A(u) \quad \text{III.5}$$

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

- **Noyau:**

Le noyau d'un ensemble flou A, noté $C(A)$ est l'ensemble ordinaire qui contient tous les éléments totalement possibles u dans U de A. Il est noté par $C(A)$ et défini comme suit [9]:

$$C(A) = \{u \in U / \mu_A(u) = 1\} \quad \text{III.6}$$

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

III.2.4 Opérateurs en logique floue:

Il s'agit de la généralisation des opérateurs négation, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir figure III.3.

- **L'opérateur NON:**

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u)$$

- **L'opérateur ET:**

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

- **L'opérateur OU:**

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u))$$

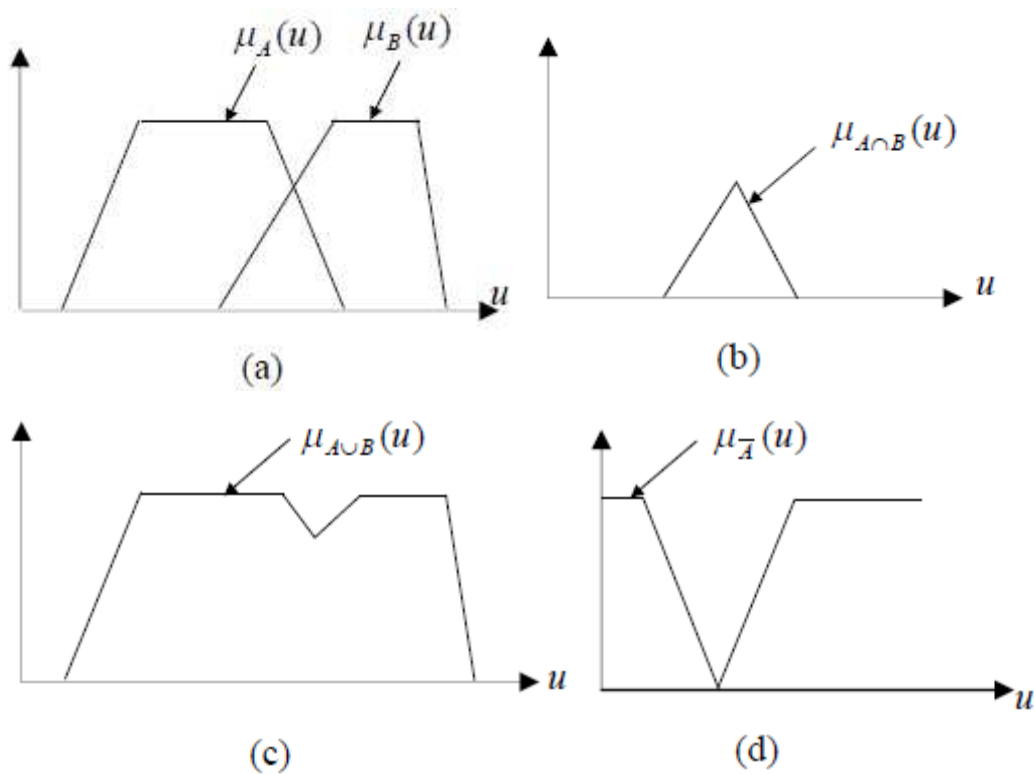


Figure III.2 Opérateurs logiques: (a) A et B ; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) $\bar{A}$.

III. 2 .5 Règles d'inférence:

On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous [9].

Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles est en générale du type:

Si	"antécédent 1"	ET/OU
	"Antecedent 2"	ET/OU

" Antecedent n"	Alors	"conséquence 1"
		"Conséquence 2"
		"Conséquence n"

- Les antécédents sont les "conditions " alors que les conséquences correspondent aux "actions".
- Les antecedents correspondent aux entrées floues (degrés d'appartenances) déterminés lors de la fuzzification.

Exemple:

Si la température est "élevée" **ET** la pression est "grande" **Alors** la vitesse de ventilateur sera "grande".

III. 3 Structure d'un régulateur floue:

Après avoir présenter les concepts de la base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présente sur la figure III.3. Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci dessous.

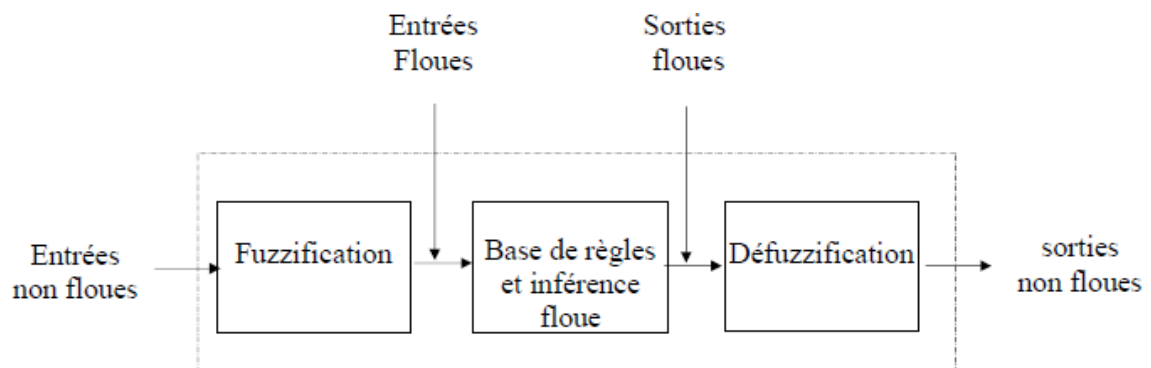


Figure III .3 Schéma de principe d'un régulateur à logique floue.

III. 3 .1 Fuzzification:

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [9]. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

III. 3. 2 Base de règles:

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes, [9].

III. 3. 3 Inférences floues:

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [9].

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

- **Linguistiquement:**

On écrit les règles de façon explicite.

- **Symboliquement:**

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

- **Par matrice d'inférence:**

Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

Exemple [15]:

Sous forme linguistique:

Si (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est grande positive **OU**.

Si (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **Alors** la tension est positive.

Sous forme de tableau III.1:

$v \backslash t^\circ$	F	M	E
F	Z	P	GP
E	Z	Z	P

Tableau III.1 Tableau d'inférence.

Sous forme symbolique :

Si	t° est F	ET	v est F	Alors	V=Z, Ou
Si	t° est M	ET	v est F	Alors	V=P, Ou
Si	t° est E	ET	v est F	Alors	V=GP, Ou
Si	t° est F	ET	v est E	Alors	V=Z, Ou
Si	t° est M	ET	v est E	Alors	V=Z, Ou
Si	t° est E	ET	v est E	Alors	V=P.

Avec:

t° : Température, v: vitesse, V: tension, E: élevée, M: moyenne, F: faible.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir:

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit (Sugeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a adopté pour la méthode d'inférence max_min (méthode de Mamdani) [9].

Exemple [9]:

Règle 1 (R₁): Si t° est E ET v est F Alors V est PG

Règle 2 (R₂): Si t° est M ET v est F Alors V est P

La variable t° est élevée avec un degré d'appartenance de 0.7 et moyenne avec un degré d'appartenance de 0.2. La vitesse v est faible avec un degré d'appartenance de 1.

L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0.7 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle". De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0.2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par la disjonction, voir figure III.4.

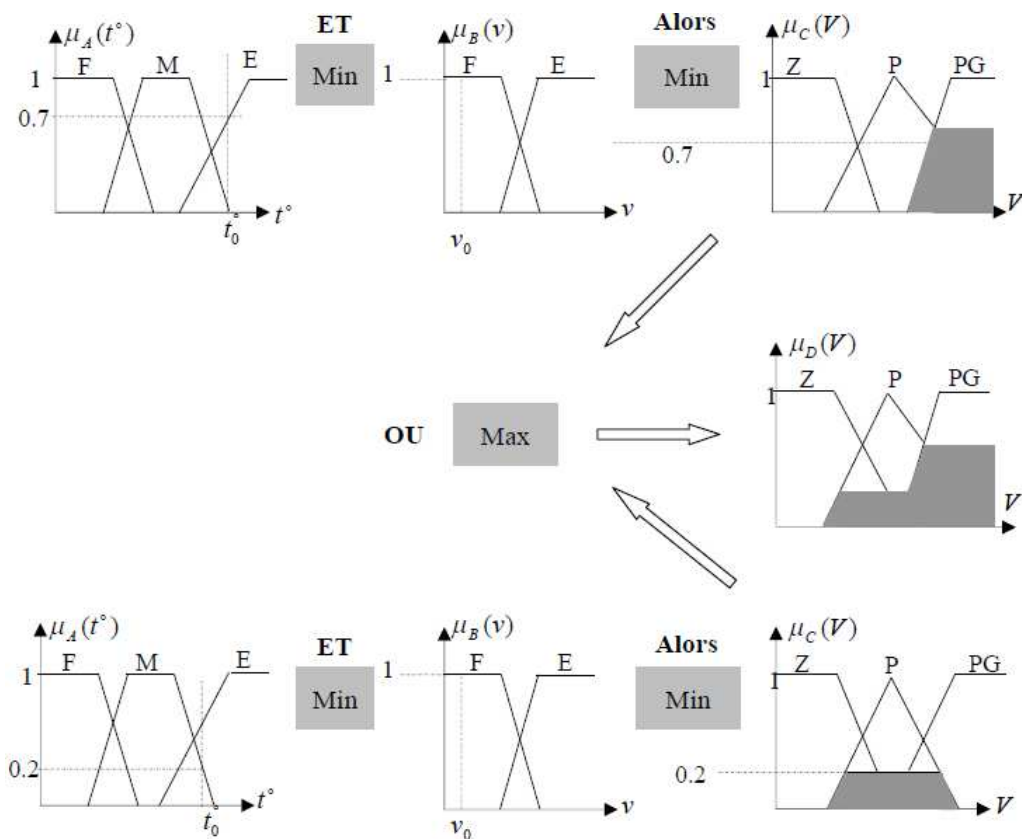


Figure III.4 Exemple d'inférence Max-Min.

III.4 Mécanisme d'inférence:

les mécanisme d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que aux utilisés dans les système experts ;parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre [9].

Considérons un ensemble de une règles définies par: Règle x_1 est A1 et x_2 est B1 alors x_r est C1. les entrées sont mesures par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous, en général; une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et (μ_{ci}) le facteur d'appartenance de la condition de règle peuvent être exprimés par.

$$\mu_{ci} = \mu(x_1) \wedge \mu(x_2) \quad \text{III.7}$$

$\mu(x_1)$ et $\mu(x_2)$ sont les facteurs d'appartenance de deux variables linguistiques x_1 et x_2 par rapport à la condition de la règle (R_i) .

$(\wedge)$: Opérateur défini selon le type de contrôleur. Les relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

III.4.1 Contrôleur de type Mamdani:

Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) = \min(\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)) \quad \text{III.8}$$

Où:

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad \text{III.9}$$

Et le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)) \quad \text{III.10}$$

$(\mu_{oi}(x_r))$: est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle (R_i) . Cette méthode est dite aussi; méthode d'inférence max-min.

III.4.2 Contrôleur de type Larsen:

Cette méthode est basée sur la utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$ Règle donne la décision:

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad \text{III.11}$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \min(\mu(x_1), \mu(x_2)) \quad \text{III.12}$$

Par conséquence, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par:

$$\mu_{res}(x_r) = \max(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)) \quad \text{III.13}$$

Cette méthode est dite aussi : méthode d'inférence max-produit

III.4.3 Contrôleur de type Zadeh:

Dite aussi méthode d'inférence somme-produit.

$$\mu_{Ri} = \mu_{ci} \mu_{oi}(x_r) \quad \text{III.14}$$

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu(x_1), \mu(x_2)) = \mu(x_1) \mu(x_2) \quad \text{III.15}$$

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{Ri}(x_r)) \quad \text{III.16}$$

m : Nombre de règle.

Le choix d'une telle ou telle méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter, dans notre cas, on adopte la méthode d'inférence somme-produit.

III. 5 Défuzzification:

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité [9]. Dans, [9] une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent. Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel. Donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima.

III. 5. 1 Méthode du centre de gravité:

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(x_R)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_{GR} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante:

$$x_{GR} = \frac{\int x_R \cdot \mu_{RES}(x_R) dx_R}{\int \mu_{RES}(x_R) dx_R} \quad \text{III.17}$$

La détermination de x_{GR} nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [9].

III.6 Les étapes de conception d'un système floue:

III. 6 1 Définition des variables du système:

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

III. 6. 2 Choix de la partition floue:

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [9].

III.6.3 Choix des fonctions d'appartenances:

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [9].

III.7 Architecture d'une commande floue:

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automate est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir: gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, voir figure III.5.

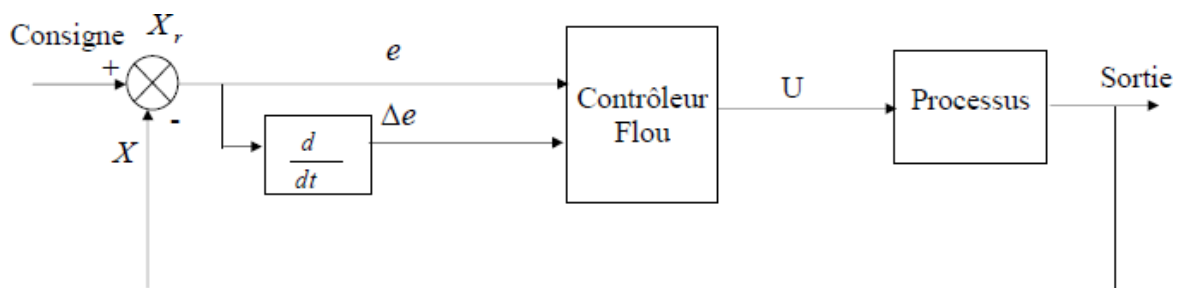


Figure III.5 Architecture d'une commande floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour

les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, (e) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e(k) = X_r(k) - X(k) \quad \text{III.18}$$

Δe Est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad \text{III.19}$$

III.8 Application de la logique floue au MADA :

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

Il faut définir un ensemble de stratégies de contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminée et la sortie réelle du processus qui est, dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine et la variation de cette erreur.

III.8.1 Les étapes de conception d'un système floue:

III.8.1.1 Définition des variables du système:

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

III.8.1.2 Choix de la partition floue:

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours.

Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [16].

III.8.1.3 Choix des fonctions d'appartenances:

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [16].

III.8.2 Synthèse du régulateur flou de vitesse:

III.8.2.1 Régulateur flou-PI:

Dans cette partie nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse par un régulateur flou [17], [18] au sein d'une commande directe.

Pour ce faire nous reprenons le schéma interne du régulateur flou, figure III.6.

Le contrôleur flou est fondamentalement tracer non linéaire statique d'entrée/sortie, l'action du contrôleur peut être écrite sous la forme [17], [18]:

$$u = K_e \cdot e + K_{\Delta e} \cdot \Delta e \quad \text{III.20}$$

La sortie flou-PI est:

$$y = K_p \cdot u + \int K_i \cdot u \quad \text{III.21}$$

Où: K_e est le gain de l'erreur de vitesse, $K_{\Delta e}$ est le gain de la variation de l'erreur de vitesse, K_p est le facteur proportionnel; K_i est le facteur intégral e est l'erreur de vitesse, Δe est la variation de l'erreur de vitesse, u est la sortie floue.

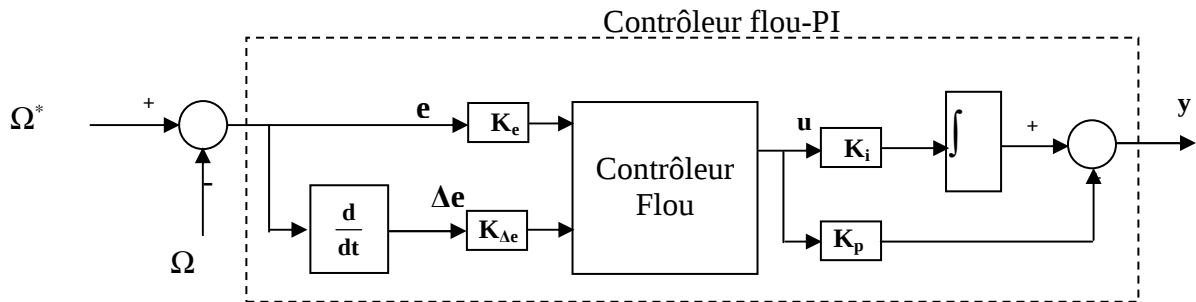


Figure III.6 Structure interne du contrôleur flou-PI de vitesse.

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

e : l'erreur, elle est définie par:

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

Où:

Ω^* : est la vitesse de référence.

Δe : la variation de l'erreur, elle est approchée par:

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1).$$

Vu l'absence de procédures systématiques permettant le choix des différents paramètres du régulateur flou-PI, nous avons retenu ce qui suit:

- De par leur simplicité, les fonctions d'appartenance triangulaire sont choisies pour couvrir les ensembles de référence des variables linguistiques;
- La méthode de Mamdani Max-min est retenue pour réaliser l'inférence floue;
- La méthode du centre de gravité est sélectionnée pour déffuzifier la sortie floue;

On prend comme entrée du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation du MADA $e = \Omega^* - \Omega$ et sa variation Δe , et comme sortie la variation de la commande u [19].

La figure III.7 montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées e , Δe et de la sortie u respectivement;

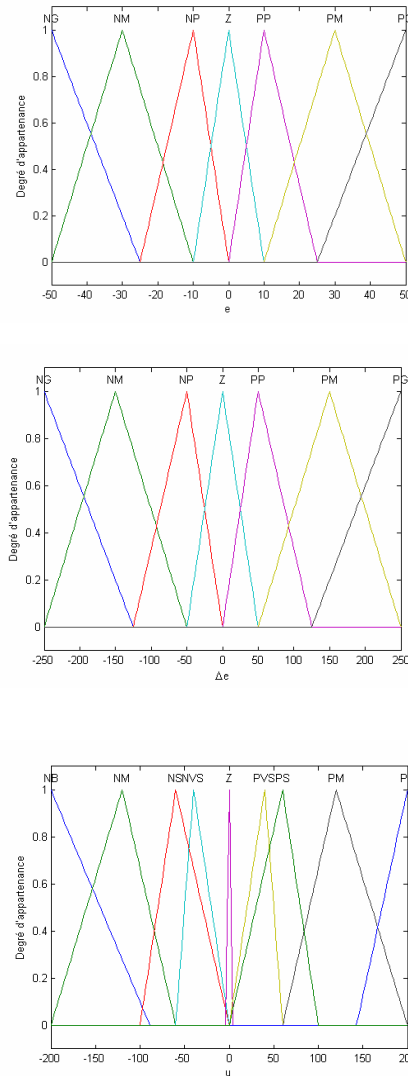


Figure III.7 Fonctions d'appartenance des entrées (e , Δe) et de la sortie (u).

Les sous ensembles d'appartenance floue ont été notées comme suit:

Z : Zéro

NG : Négatif Grand

PG : Positif Grand

NM : Négatif Moyen

PM : Positif Moyen

NP : Négatif Petit

PP : Positif Petit

NTP : Négatif Très Petit

PTP : Positif Très Petit

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées qui sont déduites à partir de la table d'inférence. Celle-ci regroupe, dans ce cas, 49 règles comme la montre le tableau III.2.

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NTP	Z
NM	NG	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP
NP	NG	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP
Z	NM	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM
PP	NP	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG
PM	NTP	Z	PTP	PP	PM	PG	PG
PG	Z	PTP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau III.2 Matrice d'inférence des règles floues.

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique Figure III.8.

Cette dernière exprime les variations de la valeur réelle de la sortie du régulateur en fonction des entrées quand ces dernières parcourent l'univers de discours [15].

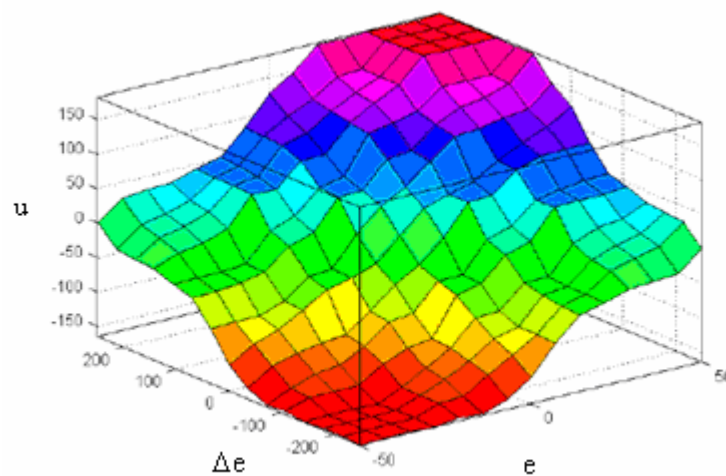


Figure III.8 Surface caractéristique d'un régulateur flou.

III.9 Schéma de commande du MADA:

Ce schéma figure III.9 général pour la commande de moteur asynchrone à double alimentation peut aussi bien s'appliquer dans le cas de la régulation classique, que dans le cas de la commande par logique floue.

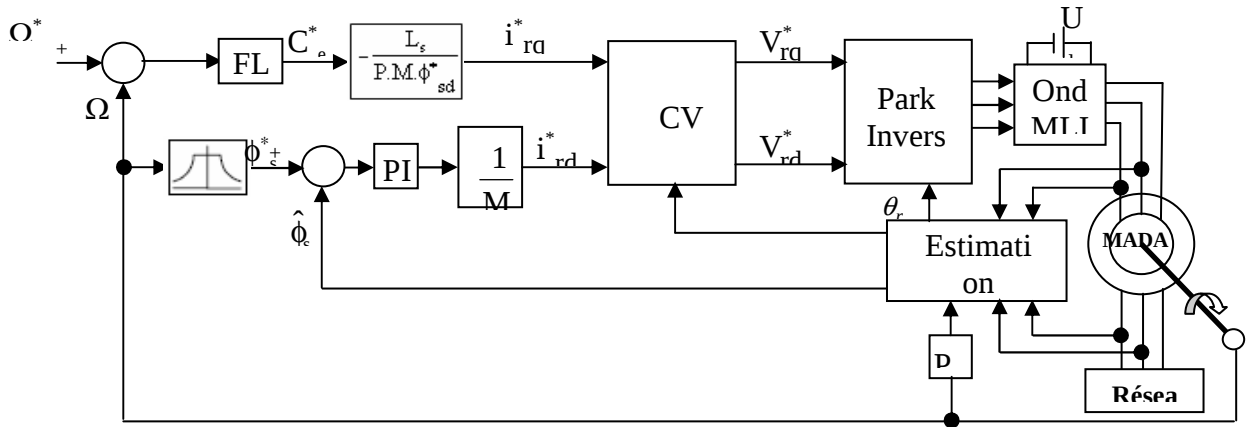


Figure III.9 Structure de réglage par un régulateur floue-PI de la vitesse du MADA.

III.10 Résultats de simulation:

III.10.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge:

La figure III.10 montre les performances de régulation pour la commande par logique floue (régulateur floue-PI), avec un démarrage à vide, suivi d'une application de différents niveaux de couple de charge qui sont appliqués au MADA par le temps comme suite:

Temps (Sec) = [0 0.8 0.8 1.1 1.1 1.4 1.4 1.7 1.7];

C_r (N.m) = [0 0 5 5 3 3 -3 -3 0];

La réponse de la vitesse de la figure III.10 montre les meilleures performances, pour réaliser la poursuite de la trajectoire désirée. Le contrôleur floue-PI rejette la perturbation de charge rapidement dans la vitesse à ces changements des charges sans dépassement et avec une erreur statique négligeable. Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse.

Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse de 0.1664 sec (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le cas du IP classique qui a un temps de réponse de 0.2240 s).

Les allures des flux statoriques suivant les deux axes observent une légère perturbation durant l'application des charges.

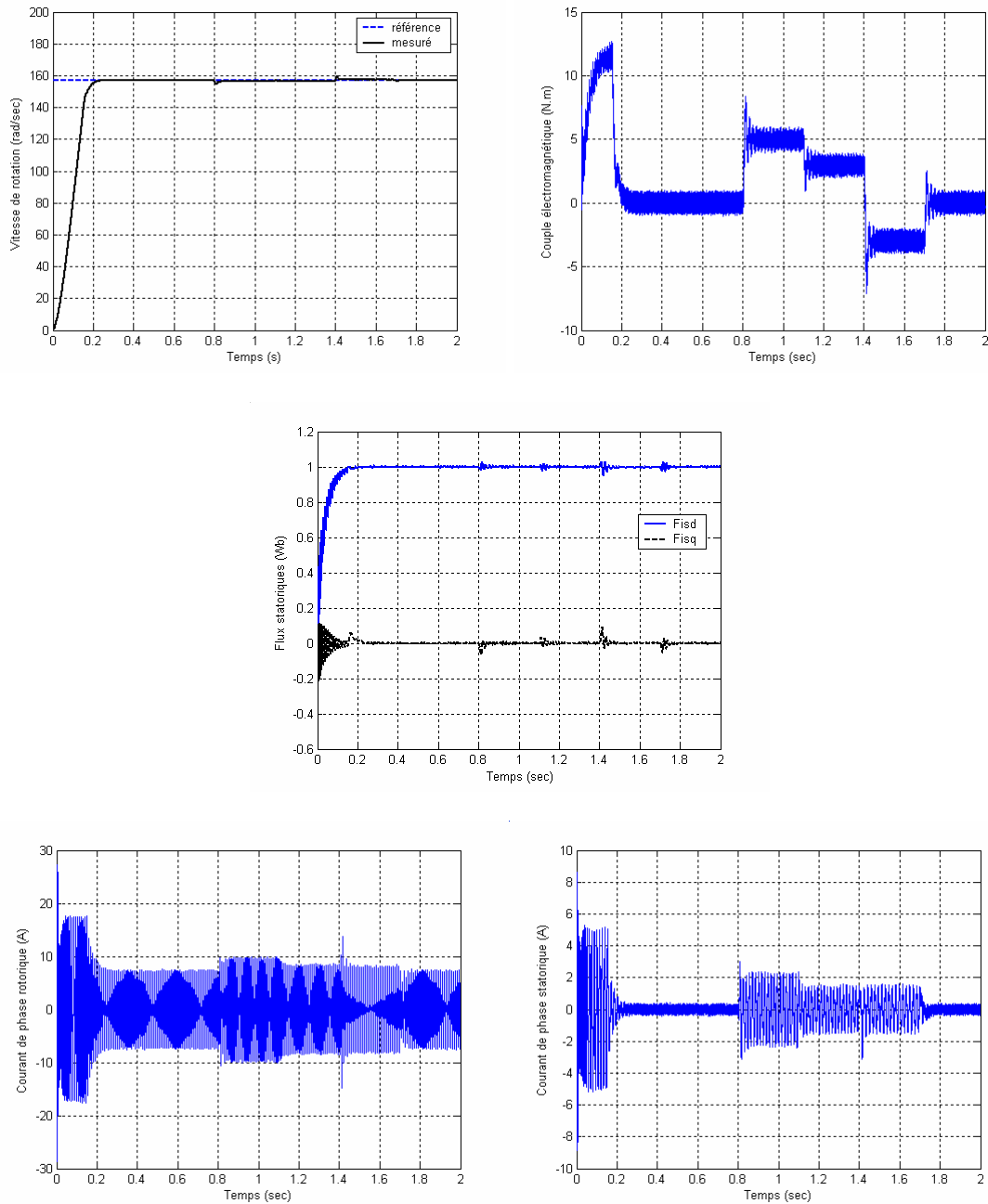


Figure III.10 Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.

III.10.2 Tests de robustesse:

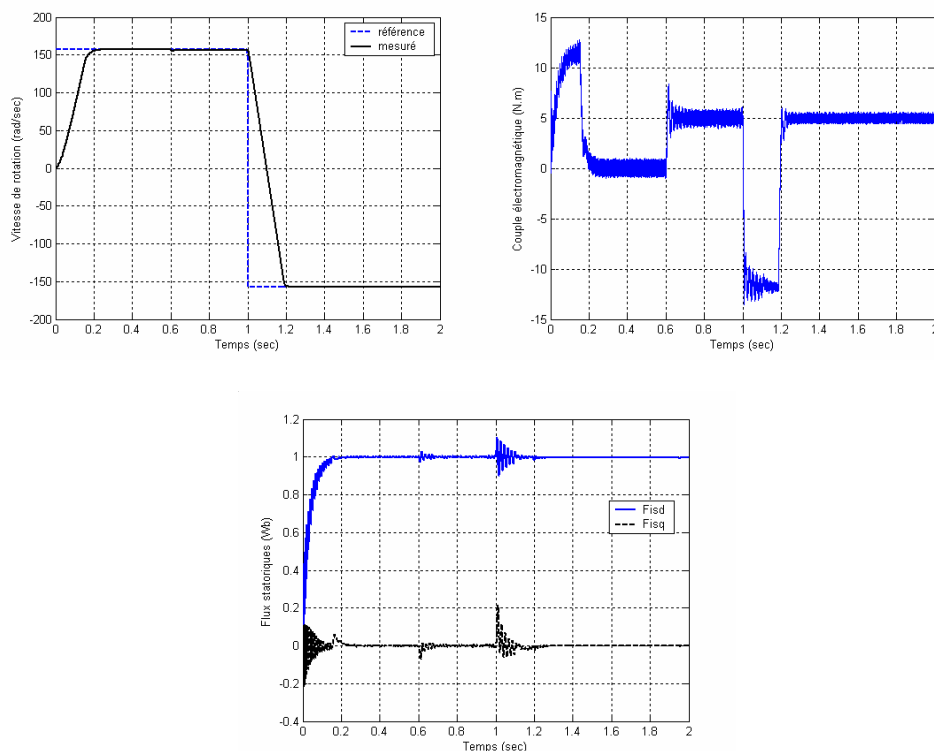
III.10.2.1 Inversion du sens de rotation:

Pour le test de l'inversion de la vitesse sur le MADA, on introduit un changement de consigne de vitesse (157 rad/sec) à (-157 rad/sec), avec un couple de charge de 5N.m appliqué à l'instant $t = 0.6$ sec. Les résultats des simulations sont représentés par la figure III.11.

D'après les résultats obtenus on note que:

Durant le régime transitoire et avant l'application de couple de charge (de $t = 0$ sec à 0.6 sec), les allures évoluent d'une manière identique à celle observée précédemment figure III.10. Au delà de $t = 0.6$ sec, on applique un couple de charge de 5 N.m, on constate que il y a une erreur statique négligeable sur l'évolution de la vitesse.

A l'instant $t = 1$ sec la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative rapidement comparativement au régulateur IP classique au bout de $t \approx 0.2$ sec sans dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant rotorique et statorique, qui se stabilise au bout de 0.2 sec, pour redonner lieu à la forme du régime permanent; le couple électromagnétique atteint - 13 N.m au moment de l'inversion de la vitesse, qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative (-157 rad/sec). Les courbes des flux statoriques observent une variation pendant l'inversion de la vitesse et après se stabilisent.



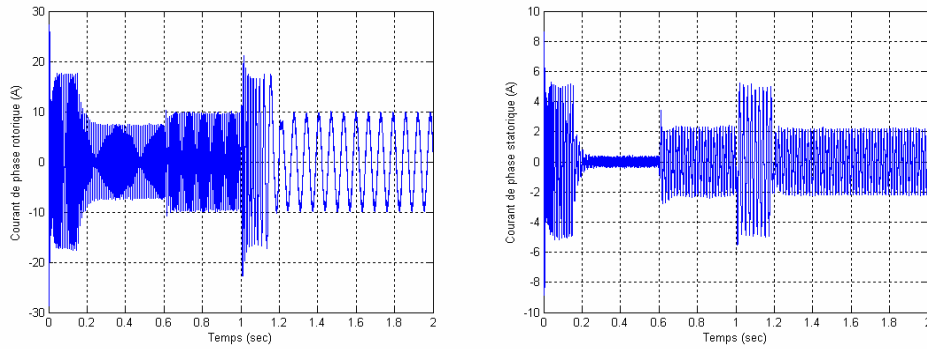
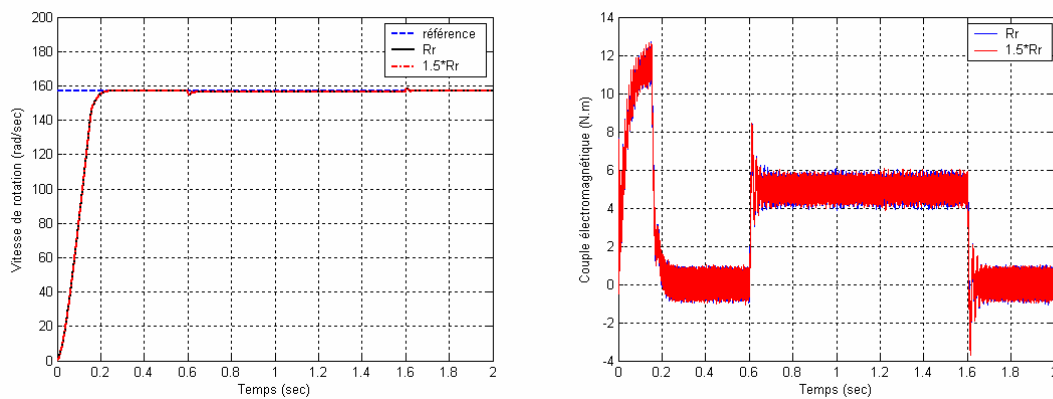


Figure III.11 Réponse du système de régulation de vitesse par logique floue lors de l'inversion du sens de rotation.

III.10.2.2 Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique:

Dans le but de tester la robustesse de la commande par logique floue vis-à-vis de la résistance rotorique, on a refait le même travail de simulation qui a été achevé dans le cas du réglage de vitesse par le régulateur IP classique. Ces tests sont effectués au démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge de 5 N.m dans l'intervalle de $t = 0.6$ à 1.6 sec.

La figure III.12 illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statoriques, pour deux valeurs de la résistance rotorique (R_r et $1.5 \cdot R_r$). D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance rotorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande par logique floue face à la variation de la résistance rotorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation.



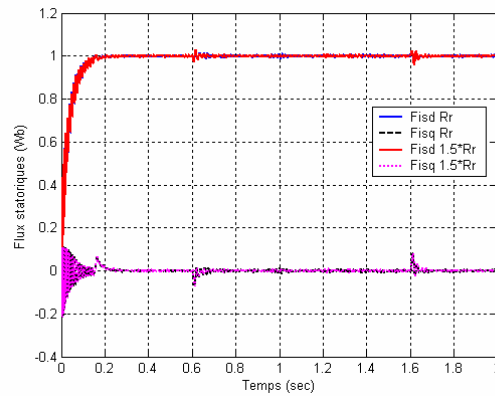
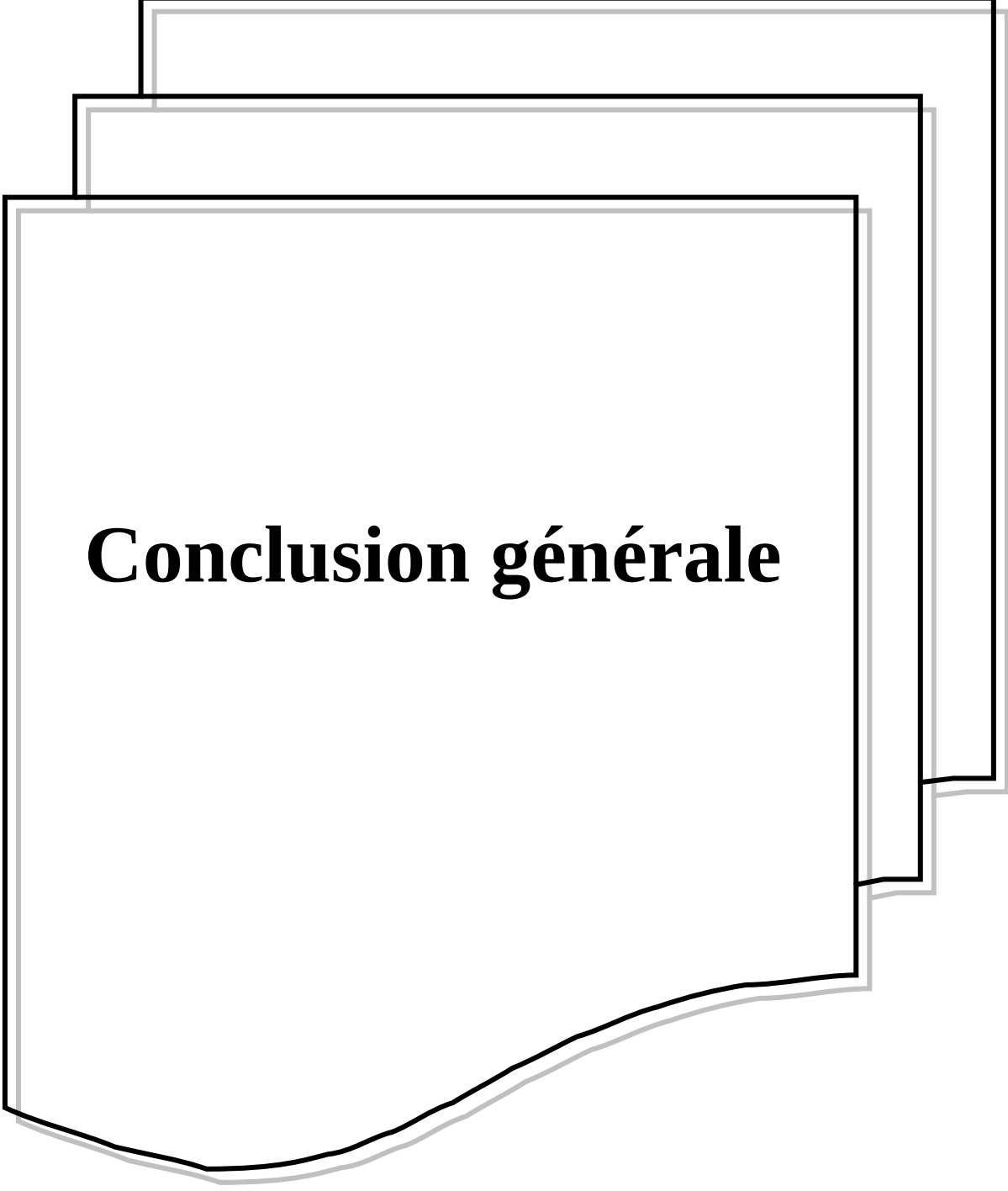


Figure III.12 Résultats de simulation de régulation de vitesse par logique floue du MADA vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

III.11 Conclusion:

Les résultats de simulation obtenus montrent que le régulateur par logique floue (RLF) présente des performances de poursuite très satisfaisante et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (inversion du sens de rotation, couple résistant). On note que les résultats et les performances obtenues à ce chapitre dépendent du choix des gains du régulateur.

Le RLF a amélioré la dynamique de la vitesse rotorique par rapport à celle du réglage par régulateur IP classique. Cela est dû à l'utilisation du régulateur de Mamdani à set ensembles pour les entrées et neuf ensembles pour la sortie.



Conclusion générale

Conclusion Générale

Le présent travail est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la MADA alimentée au rotor à travers un onduleur MLI. En premier lieu, notre étude a été orientée vers la connaissance de la machine asynchrone, puis la connaissance de la MADA qui est un cas particulier de la première.

En second lieu, on a établi le modèle de la machine asynchrone à double alimentation où le stator est alimenté par une source de tension constante et au rotor par une source de tension supposée parfaite, équilibrée, sinusoïdale, d'amplitude et de fréquence réglable à partir de ses équations (électrique, mécanique), le but assigné de cette modélisation est d'avoir l'influence des variations appliquées aux tensions rotorique et couple résistant. La commande vectorielle de la MADA utilisant un réglage classique (régulateurs PI) nécessite une parfaite connaissance du modèle du système à régler.

Cette étude nous a permis de connaître deux régulateurs de vitesse, un IP classique et un flou-PI de vitesse.

Grâce au développement dans la commande électrique et l'apparition de diverses structures des convertisseurs de l'électronique de puissance permettant à présent de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à grandes puissances. L'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage.

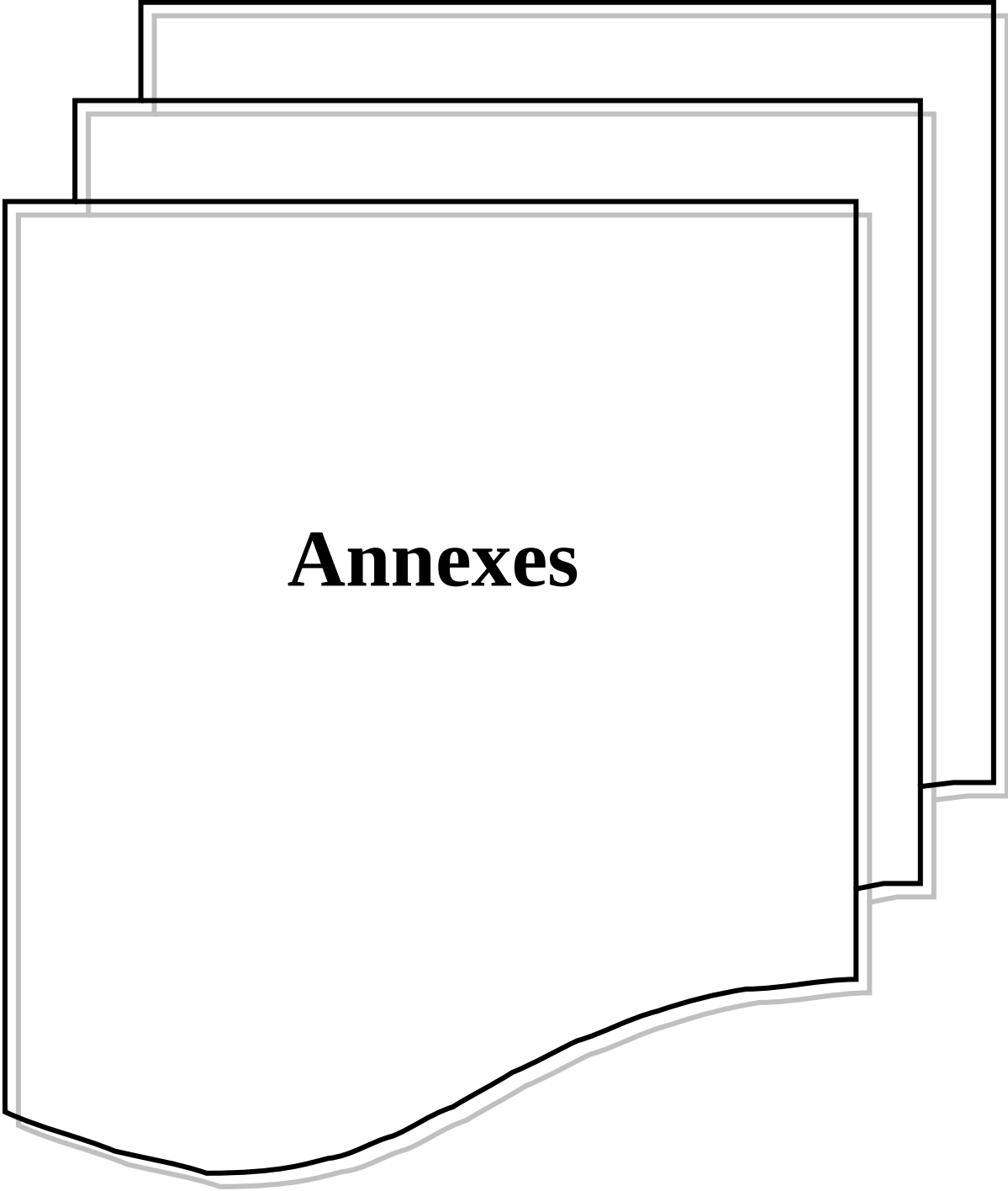
L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type IP classique permet d'obtenir une bonne performance.

La logique floue, caractérisée par sa capacité de traiter les systèmes non linéaires, a été exploitée pour construire un régulateur flou de vitesse de la MADA.

L'approche de la commande floue proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Ce qui rend le régulateur flou un choix acceptable pour les systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Le manque de techniques de conception est l'inconvénient majeur de la commande floue. L'une des solutions proposées pour remédier à ce problème est l'utilisation d'une procédure d'optimisation des paramètres du régulateur.

Suggestions et perspectives:

- L'étude de la commande de la MADA alimentée en courant;
- Application de la commande par mode de glissement;
- Application de la commande vectorielle sans capteur de vitesse.



Annexes

Annexes

Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation : [3]

R_s (Résistance du stator) = 11.98 Ω .

R_r (Résistance du rotor) = 0.904 Ω .

L_s (Inductance du stator) = 0.414 H.

L_r (Inductance du rotor) = 0.0556 H.

M (Inductance mutuelle) = 0.126 H.

p (Nombre de paire de pole) = 2.

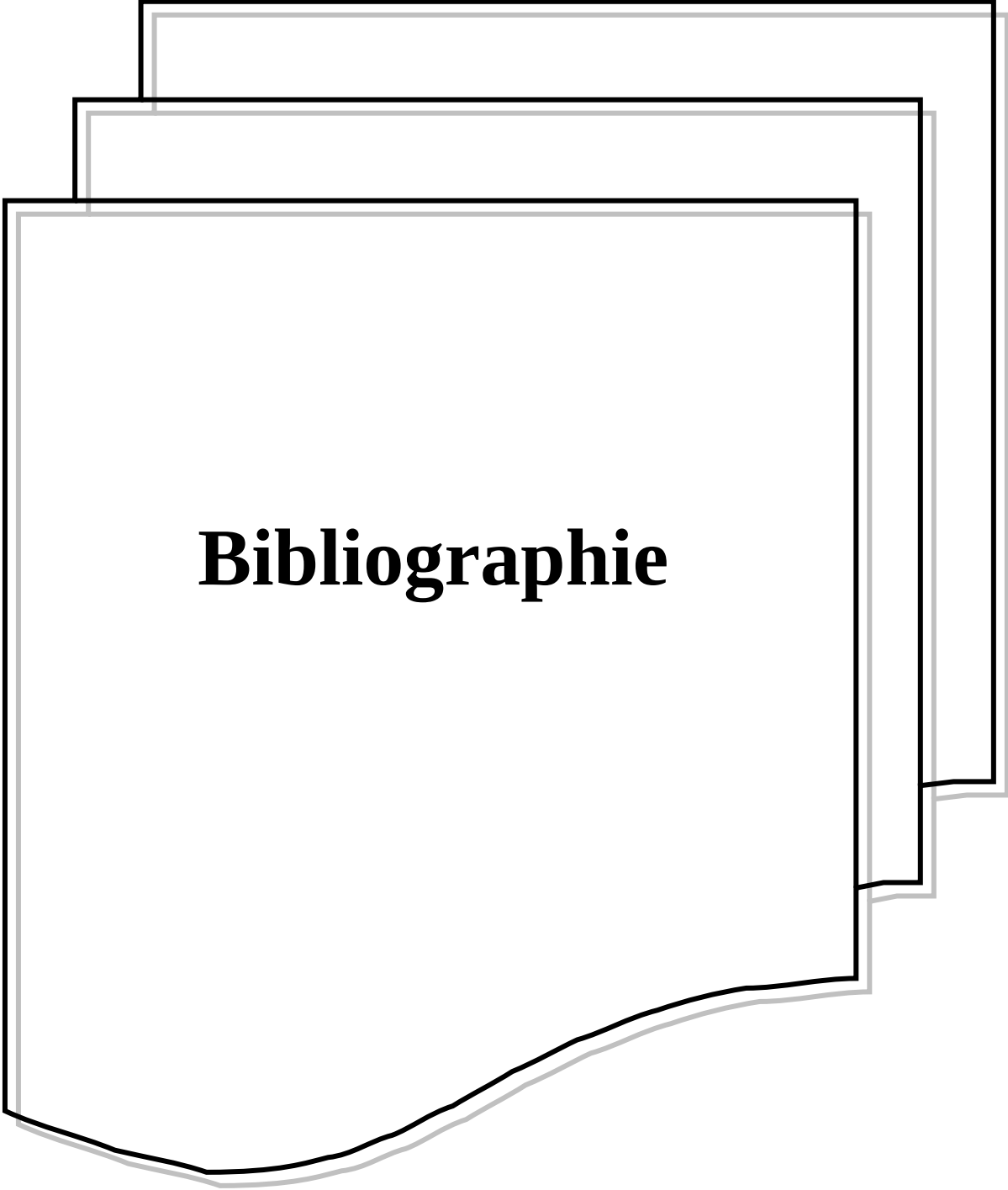
Constantes mécaniques:

J (Inertie de rotor) = 0.01 kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.00 I.S.

Coefficients du régulateur de vitesse :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.4502 \\ K_{i\Omega} = 12.0056 \end{cases}$$



Bibliographie

Bibliographie

- [1] Salloum G., “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat de l’université de Toulouse Mars 2007.
- [2] Elbia Y., “Commande Floue Optimisée d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2009.
- [3] Drid S., “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.
- [4] Paul-Etienne V., “Commande non-Linéaire d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation,” Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [5] Boyette A., “Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne,” Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 2006.
- [6] Kouzi K., “Commande Vectorielle d’un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI-Flou à Gains-Flous Adaptés Associé à un Observateur d’Etat par Mode de Glissement,” Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [7] Tamrabet H., “Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d’une Machine Asynchrone,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2006.
- [8] Chaiba A., “Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2004.
- [9] Laamayad T., “Commande Optimale d’une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue,” Thèse de magister de l’université de Batna 2008.
- [10] Al-Rouh I., “Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone,” Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [11] Kheldoun A., “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,” Thèse de doctorat de l’université de Boumerdès, 2007.
- [12] Kumar V., R.R.Joshi, “Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor,” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.
- [13] Akkari N., “Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de tension,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2005.

- [14] Merabet E., “Commande Floue Adaptative d’une Machine Asynchrone Double Etoile,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [15] Baghli L., “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [16] Kouara H., “Application d’un filtre actif série au contrôle de la tension d’un réseau basse tension,” Thèse de magister de l’université de Batna 2006.
- [17] Bekakra Y., Ben attous D., “Speed Control of Doubly Fed Induction Machine Using Fuzzy Logic Controller,” Proceedings of First International Conference on Electrical Engineering (CIGET’09), 25-26 Octobre 2009, University of Tebessa, Algeria.
- [18] Bekakra Y., Ben attous D., “Comparison between Sliding Mode and Fuzzy Logic Controls in a Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine,” 10th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA’2009, December 20-22, 2009, Hammamet, Tunisia.
- [19] Amimeur H., “Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.