

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE
ELECTRIQUE
N° : CE011



DOMAINE : SCIENCE TECHNIQUE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par: HADJAB Meryem

Intitulé

**Commande Basé sur les Techniques De
L'intelligence Artificielle D'une Machine
Asynchrone Double Etoile**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr. BOUGUERRA Abederrahmane	Université De M'sila	Président
Dr. BERRABAH Fouad	Université De M'sila	Encadreur
Dr. LALLOUANI Hellali	Université De M'sila	Encadreur
Dr. BEN YOUNESS Abdelhafid	Université De M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère

A mon père

A mes sœurs et ses enfants

« Amine Rhida Assil et Ryham »

A mon frère et son fils «Iyed »

Ainsi que tous mes amis proches

Meryem

Remerciement

Je remerciée dieu de ma avoir donné la force pour accomplire ce travail. Je remerciée mon encadreur Dr : Fouad BERRABEH; pour avoir d'abord proposé ce thème.

Dr : HELLALI LALLOUANI; j'exprime ma gratitude, pour lui disponibilité et la patience dont les conseils et les remarques pertinentes. Un grand remerciement à mon enseignant Dr : Djalal Eddine KHOJA pour son encouragement et les conseils, et son patience.

Je n'oubliée pas mes chères amies : L'ingénieur : Sarra Hamza et L'ingénieur : Maria BOUCHIBA; pour les consiels et les remarques pertinentes tout le long de la réalisation de cette thèse.

Sommaire.....I
Liste des symboles.....V
Liste des figures et des tableaux.....VII
Introduction générale Erreur ! Signet non défini.

Chapitre I

Modélisation de la MASDE avec Alimentation

I.1.Introduction Erreur ! Signet non défini.
I.2.Histoire des machines électriques..... Erreur ! Signet non défini.
I.3.Types des machines multiphasés Erreur ! Signet non défini.
 I.3.1. Machines multiphasées de type1 Erreur ! Signet non défini.
 I.3.2. Machines multiphasées de type 2 Erreur ! Signet non défini.
I.4.Avantages et inconvénients des machines multiphasées Erreur ! Signet non défini.
 I.4.1. Les avantages Erreur ! Signet non défini.
 I.4.2. Les inconvénients..... Erreur ! Signet non défini.
I.5.Description et Principe de fonctionnement Erreur ! Signet non défini.
I.6.Équations générales de la machine..... Erreur ! Signet non défini.
 I.6.1. Equations des tensions Erreur ! Signet non défini.
 I.6.2. Equations magnétique de la machine..... Erreur ! Signet non défini.
 I.6.3. Énergie magnétique Erreur ! Signet non défini.
 I.6.4. Couple électromagnétique Erreur ! Signet non défini.
 I.6.5. Equations mécanique Erreur ! Signet non défini.
 I.6.6. Transformation a base de Park..... Erreur ! Signet non défini.
I.7.Choix du référentiel..... Erreur ! Signet non défini.
 I.7.1. Référentiel lié au stator (α, β) Erreur ! Signet non défini.
 I.7.2. Référentiel lié au rotor (x, y)..... Erreur ! Signet non défini.
 I.7.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q » Erreur ! Signet non défini.
I.8.Modèle de PARK de la machine..... Erreur ! Signet non défini.
I.9.Application de la transformation de Park Erreur ! Signet non défini.
 I.9.1. Équations des tensions Erreur ! Signet non défini.
 I.9.2. Équations magnétiques 19
 I.9.3. Équation mécanique..... Erreur ! Signet non défini.
 I.9.4. Couple électromécanique..... Erreur ! Signet non défini.

I.10.Mise sous forme d'équation d'état	22
I.11.Résultats de simulation	26
I.12.Alimentation de la MASDE par onduleur de tension a commande MLI.....	30
I.12.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	30
I.12.2. Stratégie de commande MLI.....	32
I.13.Association de la MASDE avec l'onduleur de tension	34
I.14.Résultats de simulation	34
I.15.Conclusion.....	37

Chapitre II

Commande Directe du Couple de la MASDE

II.1.Introduction	39
II.2.Principe de la DTC.....	39
II.3.Choix du vecteur de tension Vs.....	41
II.4.Estimateur.....	42
II.4.1. Estimation du flux statorique	Erreur ! Signet non défini.
II.4.2. Estimation du couple électromagnétique	Erreur ! Signet non défini.
II.5.Elaboration du vecteur commande.....	Erreur ! Signet non défini.
II.5.1. Le correcteur du flux.....	Erreur ! Signet non défini.
II.5.2. Le Correcteur de couple électromagnétique	Erreur ! Signet non défini.
II.5.2.1. Correcteur à trois niveaux.....	Erreur ! Signet non défini.
II.5.2.2. Correcteur à deux niveaux	Erreur ! Signet non défini.
II.6.Elaboration de la table de commande.....	46
II.7.Structure générale du contrôle direct de couple	47
II.8.Caractéristiques générales d'une DTC	48
II.8.1. Avantages de la DTC	48
II.8.2. Inconvénients de la DTC	49
II.9.Résultats de simulation.....	49
II.9.1. Test de la Variation de la charge.....	49
II.9.2. Test de la Variation de la vitesse	51
II.9.3. Test de la Variation de la résistance statorique.....	52
II.10.Conclusion.....	53

Chapitre III

Réglage de la vitesse par les Techniques de l'Intelligence Artificielle

III.1.Introduction.....	55
III.2.Réglage par logique floue	55
III.2.1. Introduction.....	55
III.2.2. Principe de la logique floue	56
III.2.3. Notions de base de la logique floue	56
III.2.3.1. Ensemble ordinaire et ensemble floue.....	56
III.2.3.2. Fonction d'appartenance.....	57
III.2.3.3. Univers de discours	58
III.2.3.4. Raisonnement en logique floue	58
III.2.4. Commande par logique floue.....	59
III.2.4.1. Bloc de Fuzzification.....	60
III.2.4.2. Base des règles et inférence floue.....	61
III.2.4.3. Mécanisme d'inférence.....	62
III.2.4.4. Bloc de Défuzzification	62
III.2.5. Avantages et inconvénients de la logique floue.....	64
III.2.6. Application de la logique floue à la commande de la MASDE.....	64
III.3.Résultats de simulation	67
III.4.Réglage par réseaux de neurone artificiels	69
III.4.1. Introduction.....	69
III.4.2. Généralité sur les réseaux de neurones	70
III.4.2.1. Neurone biologique	70
III.4.2.2. Neurone formel (artificiel).....	71
III.4.3. Architecture des réseaux de neurones	74
III.4.3.1. Les réseaux de neurones non bouclés.....	74
III.4.3.2. Les réseaux de neurones bouclés.....	75
III.4.4. L'apprentissage d'un réseau de neurones	75
III.4.4.1. Apprentissage supervisé	75
III.4.4.2. Apprentissage non supervisé	76
III.4.4.3. Apprentissage auto-supervisé.....	76
III.4.5. Règles d'apprentissage des réseaux de neurones.....	77

III.4.5.1. Règle de Hebb	77
III.4.5.2. Règle de Rosenblat	78
III.4.5.3. Règle de Widrow-Hoff	78
III.4.5.4. Règle de rétro-propagation du gradient de l'erreur	79
III.4.6. Différents modèles des réseaux de neurones	79
III.4.6.1. Modèle de Perceptron	79
III.4.6.1.1. Le Perceptron simple (monocouche)	79
III.4.6.1.2. Le Perceptron multicouches (PMC).....	80
III.4.6.2. Modèle de Hopfield	80
III.4.6.3. Modèle de Kohonen.....	80
III.4.6.4. Modèle ADALINE	81
III.4.7. Application des RNA pour le réglage de la vitesse de la MASDE.....	82
III.5.Résultats de simulation :	83
III . 6 Etude comparative	85
III.7. Conclusion	87

Cocclusion générale

Annexe

Bibliographie

Liste des Symboles

α	: Angle de déphasage entre les deux stators
q	: Nombre de phase
Ω_s	: Pulsation des courants statoriques
ω_s	: Vitesse de rotation du champ
p	: Nombre de paire de pole
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	: Indices correspondants aux trois phases du stator 1
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	: Indices correspondants aux trois phases du stator 2
A_r, B_r, C_r	: Indices correspondants aux trois phases du rotor
Ω_r	: Vitesse de rotation
V_{sabc1}	: Vecteurs de tension du stator 1
V_{sabc2}	: Vecteurs de tension du stator 2
R_{sabc1}, R_{s1}	: Résistances d'une phase du 1 ^{er} statore
R_{sabc2}, R_{s2}	: Résistances d'une phase du 2 ^{eme} statore
R_{rabc}, R_r	: Résistances d'une phase du rotor
I_{sabc1}	: Vecteurs de courant du stator 1
I_{sabc2}	: Vecteurs de courant du stator 2
I_{rabc}	: Vecteurs de courant du rotor
\emptyset_{sabc1}	: Vecteurs de flux du stator 1
\emptyset_{sabc2}	: Vecteurs de flux du stator 2
\emptyset_{rabc}	: Vecteurs de flux du rotor
P	: Puissance instantanée
ω_{mag}	: Energie magnétique
C_{em}	: Couple électromagnétique
θ_m	: Angle mécanique
θ_e	: Angle électrique
C_r	: Couple résistant ou couple de charge
K_r	: Coefficient de frottement
J	: Moment d'inertie
Ω	: Vitesse angulaire mécanique de rotor
$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile 1)

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile 2)
$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique
(α, β)	: Référentiel liée au stator
(x, y)	: Référentiel liée au rotor
(d, q)	: Référentiel liée au champ tournant
ω_{coor}	: Vitesse angulaire des axes (d, q)
ω_r	: Pulsation électrique de rotor
ω_{gl}	: Pulsation électrique de glissement
σ	: Coefficient de dispersion

Notations

MASDE	: Machine Asynchrone Double Etoile
DTC	: Directe Torque Control
MLI	: Modulation de la Largeur d'Impulsion
PID	: Proportionnel intégrateur- dérivateur
RNA	: Réseaux de neurone artificiel

Liste des figures et de tableaux

Liste des figures

Figure I.1	Représentation des enroulements de la machine à double étoile	9
Figure I.2	Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE	17
Figure I.3	Schéma de Simulation de la MASDE alimentée en tension	26
Figure I.4	Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement à vide	27
Figure I.5	Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement en charge	29
Figure I.6	Représentation de l'onduleur de tension MLI	31
Figure I.7	Représentation de paire (transistor-diode) par un interrupteur	31
Figure I.8	Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI	34
Figure I.9	Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement à vide	35
Figure I.10	Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement en charge	36
Figure II.1	Choix du vecteur de tension	42
Figure II.2	Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vectrices tensions correspondant	44
Figure II.3	Correcteur de couple à trois niveaux	45
Figure II.4	Structure générale du DTC	47
Figure II.5	Commande DTC de la MASDE avec variation de la charge	50
Figure II.6	Commande DTC de la MASDE avec variation de la vitesse	51
Figure II.7	Commande DTC de la MASDE avec variation de la résistance statorique	52
Figure III.1	Formes usuelles des fonctions d'appartenance	58
Figure III.2	Système de commande par logique floue	60
Figure III.3	Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaire	61
Figure III.4	Défuzzification par centre de gravité	63
Figure III.5	Méthode de défuzzification par valeur maximum	63
Figure III.6	Réglage flou de la vitesse d'une MASDE	65
Figure III.7	Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie	65
Figure III.8	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge	67
Figure III.9	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse	68
Figure III.10	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique	68
Figure III.11	Neurone biologique	70
Figure III.12	Neurone artificiel	71
Figure III.13	Fonction linéaire	73

Liste des figures et de tableaux

Figure III.14	Fonction sigmoïde	73
Figure III.15	Réseaux de neurone non bouclés	74
Figure III.16	Réseaux de neurone bouclés	75
Figure III.17	Illustration de l'apprentissage supervisé	76
Figure III.18	Illustration de l'apprentissage non supervisé	76
Figure III.19	Modèle d'un perceptron simple	79
Figure III.20	Modèle de perceptron multicouches	80
Figure III.21	Modele de Hopfield	81
Figure III.22	Modele de Kohonen	81
Figure III.23	Perceptron multicouches (PMC)	82
Figure III.24	Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage neuronale de la charge $C_r = [7, 14]$ N.m	83
Figure III.25	Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage neuronale de la vitesse $W_{ma} = [300, 200, 100]$ rad/s	84
Figure III.26	Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage neuronale de la résistance statorique	84
Figure III.27	Comparaison au niveau d'application d'une charge $C_r=14$ N.m	86

Liste des tableaux

Tableau I.1	Présentation des machines multiphasées de Type 1.	6
Tableau I.2	Présentation des machines multiphasées de Type 2.	7
Tableau II.1	Table de commande.	46
Tableau III.1	Table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous.	61
Tableau III.2	La table d'inférence du régulateur flou.	66
Tableau III.3	Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.	72
Tableau III.4	La loi de Hebb	77

Introduction Générale

Les entraînements électriques à vitesse variable ont pris une importance considérable dans l'industrie et dans la recherche cette dernière décennie, et nécessitent des connaissances multidisciplinaires dans le domaine de génie électrique, tels que: les machines électriques, l'électronique de puissance, l'informatique, les technologies programmables et la théorie de la commande des systèmes dynamiques. Les récents développements dans ces disciplines ont permis de développer des systèmes de commande de très hautes performances. Donc un entraînement à vitesse variable est composé d'une source d'énergie électrique, d'un convertisseur d'électronique de puissance, d'une machine et d'un système de commande [1].

Les machines multi-polyphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels les compresseurs, les moulins du ciment, etc. Parmi ce type des machines les plus utilisées on trouve la machine asynchrone double étoile (MASDE). Cette dernière comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha = \frac{\pi}{6}$) chacune d'elles comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($\frac{2\pi}{3}$) [2]. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine à l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [3].

Dans le domaine de la commande, différentes approches sont utilisées même il y a des techniques. Il est possible de choisir des structures de commande beaucoup plus évoluée à la machine asynchrone double étoile permettra d'obtenir des meilleures performances. Il s'agit de la commande directe de couple (DTC).

Actuellement les techniques de l'intelligence artificielle deviennent de plus en plus familières dans le domaine de commande des machines électriques. L'intelligence artificielle est une discipline scientifique relative au traitement des connaissances et au raisonnement, dans le but de permettre à un contrôleur d'exécuter des fonctions normalement associées à l'intelligence humaine telles que la compréhension, le raisonnement, le dialogue, l'adaptation, l'apprentissage, etc. La forme qui nous intéresse plus particulièrement dans la notion de l'intelligence artificielle est celle la logique floue et les réseaux de neurones artificiels (RNA).

Organisation du mémoire : L'objectif principal de ce travail est l'étude comparative entre les deux techniques de l'intelligences artificielles telle que la logique floue et les réseaux de neurone artificiel appliquée sur la commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone double étoile (MASDE). Pour faire tout ça, on utilise le logiciel MATLAB (Simulink) pour simplifier l'étude et pour faire la simulation. Le travail est réparti en trois chapitres, on va commencer par :

Le premier chapitre, dans ce chapitre, on présente l'état de l'art de la MASDE, et aussi faire la modélisation de cette machine alimentée en tension par réseau et aussi alimentée par deux onduleurs de tension, en utilisant la transformation de PARK (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle sera effectuée, les résultats sont présentés avec les interprétations.

Le deuxième chapitre, présente le principe de la DTC et leurs applications par des différents vecteurs de tension de l'onduleur qui déterminent son état. Les résultats de simulation avec le régulateur classique PI seront présentés avec interprétations.

Le troisième chapitre, traite la théorie de la technique du réglage par logique floue et réseaux de neurone artificiels (RNA) avec une étude comparative entres les deux techniques.

Finalement, une conclusion générale qui conclue les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

Chapitre I

Modélisation de la MASDE Avec Alimentation

I.1. Introduction

La machine asynchrone à double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine [4].

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter le modèle mathématique de la MASDE, et le simuler avec une alimentation sinusoïdale triphasée, puis par l'alimentation de cette dernière par deux onduleurs commandés par une MLI. Ces classes de modèles, dépendent directement des hypothèses simplificatrices, prends-en considération, de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état [4].

Nous étudierons dans un premier temps la MASDE à vide ; nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande MLI. En va étudier cette dernière avec un décalage d'angle $\alpha = 30^{\circ}$. En fin, les résultats de simulation seront présentés et commentés.

I.2. Histoire des machines électriques

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le russe Friedrich Emil Lenz et l' Américain Joseph Henry ont de leur Coté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/ Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de froment dont le couple atteignait 500Nm. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nicola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (Transformateurs, Générateurs, moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique [4].

I.3. Types des machines multiphasés

I.3.1. Machines multiphasées de type 1

Ce genre de machine possède un nombre de phases statorique (q) qui est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées :

$q = 3 * n$ avec $n = 1, 2, 3, 4, \dots$. Ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoiles » [2].

Le tableau (I.1) présente le type 1 des machines multiphasées.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_{α})	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

Tableau I.1. Présentation des machines multiphasées de Type 1 [2].

I.3.2. Machines multiphasées de type 2

Ce genre de machine " Type 2 " englobe les machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $(2\pi / q = 2\alpha)$. On a donc toujours : $q = \pi/\alpha$ avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes [2].

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_a)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/3$	
7	7	$\pi/3$	
9	9	$\pi/6$	
11	11	$\pi/9$	
13	13	$\pi/13$	

Tableau I.2. Présentation des machines multiphasées de Type 2 [2].

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de fortes puissances. Parmi ces applications on cite les pompes ; les ventilateurs ; les compresseurs ; les moulins des compresseurs ; les moulins du ciment ; les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels...etc[4].

I.4. Avantages et inconvénients des machines multiphasées

I.4.1. Les avantages

1. La segmentation de puissance : comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases [5].
2. Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale [6].
3. Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.
4. Employant les machines à induction à plusieurs phases permettrait le réduire le couple pulsatoire et augmenterait l'efficacité de la machine [7] [8].
5. Les machines à induction polyphasés moins de bruit rapport à ceux triphasés [7].
6. Les nombres des phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou plusieurs phases, en outre utilisant des machines à induction polyphasés d'obtenir la possibilité de démarrer et fonctionner même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit(Fonctionnement en régimes dégradés) [7] [9].

I.4.2. Les inconvénients

1. Le cout : Le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le cout de l'ensemble convertisseur-machine [10].
2. L'apparition des courants harmonique de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [11].
3. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapproché pour les convertisseurs statique spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à multiphasées de type 2 [6].

I.5. Description et Principe de fonctionnement

La machine asynchrone triphasée à double étoile (MASDE) est un cas particulier des machines multiphasées qui comporte deux bobinages statoriques fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux stators sont décalés entre eux d'un angle α . Parmi les angles les plus utiles on trouve le plus souvent ($\alpha = 30^\circ$), chacun est composé de trois enroulements identiques à P paires de

pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [2].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissant dans l'entrefer. La figure (Figure. I.1) présente les enroulements de la machine asynchrone double étoile [2].

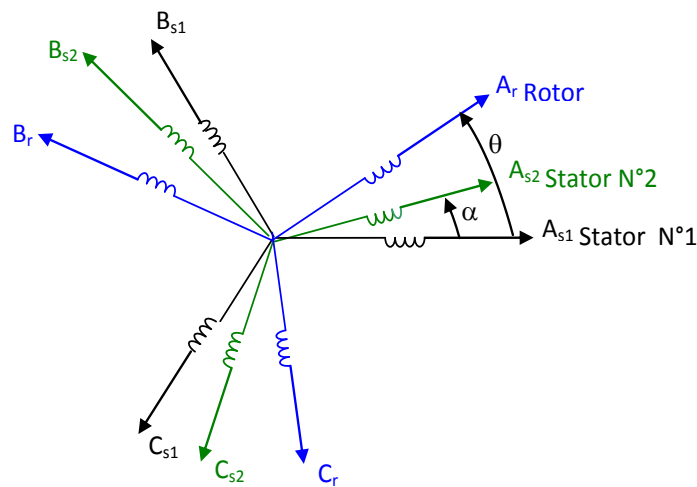


Figure I.1. Représentation des enroulements de la machine à double étoile [2].

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pair de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité.

La machine asynchrone double étoile est représentée par deux enroulements statoriques A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} qui sont déphasés de α entre eux et trois phases rotoriques A_r , B_r , C_r .

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courant rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [2].

I.6. Équations générales de la machine

I.6.1. Equations des tensions

Par application de la loi de Faraday à l'un des ses enroulements statorique et rotorique de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation [6] [7] :

$$V = RI + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.1})$$

On déduit pour l'ensemble des phases, statorique.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{s1} \cdot I_{sa1} + \frac{d}{dt} \phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{s1} \cdot I_{sb1} + \frac{d}{dt} \phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{s1} \cdot I_{sc1} + \frac{d}{dt} \phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{s2} \cdot I_{sa2} + \frac{d}{dt} \phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{s2} \cdot I_{sb2} + \frac{d}{dt} \phi_{sb2} \\ V_{ca2} = R_{s2} \cdot I_{sc2} + \frac{d}{dt} \phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Pour rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

Sous forme matricielle est la suivante :

Pour l'étoile1 :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \quad (I.5)$$

Pour l'étoile2 :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \quad (I.6)$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.7)$$

On pose :

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$: Résistance d'une phase du 1^{er} statore

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$: Résistance d'une phase du 2^{eme} statore

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$: Résistance d'une phase du rotor

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Les vecteurs de tension, courants et flux totaux statoriques:

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [\phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \phi_{as1} \\ \phi_{bs1} \\ \phi_{cs1} \end{bmatrix}.$$

$$[V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix}; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [\phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \phi_{as2} \\ \phi_{bs2} \\ \phi_{cs2} \end{bmatrix}.$$

$$[I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}.$$

I.6.2. Equations magnétique de la machine

Les flux sont exprimés en fonction des courants par [7]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,s1}] \\ [\Phi_{abc,s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,sr}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abc,s1} \\ I_{abc,s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$[L_{s1, s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2, s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{r, r}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1, s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.

$[L_{s1, r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.

$[L_{s2, s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et étoile1.

$[L_{s2, r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{r, s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{r, s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire [8] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha - 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t; [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

I.6.3. Énergie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression [11] [3] :

$$\omega_{\text{mag}} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [I_r]^t [\phi_r]) \quad (\text{I.15})$$

I.6.4. Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{\text{em}} = \frac{d}{d\theta_m} \omega_{\text{mag}} = P \frac{d}{d\theta_e} \omega_{\text{mag}}$$

Avec :

P : Nombre de paire de pole.

θ_m : Angle magnétique.

θ_e : Angle électrique.

$$C_{\text{em}} = \frac{P}{2} \left[[i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_r]^t \right] \quad (\text{I.16})$$

I.6.5. Equations mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{\text{em}} - C_r - K_r \Omega \quad (\text{I.17})$$

Avec :

K_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

I.6.6. Transformation a base de Park

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park [4].

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques 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 ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q) [4].

La matrice de Park en générale:

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

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}]$$

Tel que :

G_{abc} : Grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : Grandeurs triphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dq0}]$$

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

Pour l'étoile 1:

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin\left(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$[P(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile 1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

I.7. Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes [7] [6].

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix du référentiel fait selon le problème à étudier [9] [4].

I.7.1. Référentiel lié au stator (α, β)

Dans ce référentiel, les axes (α, β) sont immobiles par rapport au stator $\omega_{\text{coor}} = 0$. Dans ce cas, la phase AS1 et α coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage de machine à courant alternatif.

I.7.2. Référentiel lié au rotor (x, y)

Dans ce référentiel, les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_s donc ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires les machines alternatives synchrone et asynchrone.

I.7.3. Référentiel lié au champ tournant « d, q »

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ tournant créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$). Ce référentiel est généralement utilisé dans le but pouvoir appliquer une commande dans notre travail, nous utilisons ce référentiel.

I.8. Modèle de PARK de la machine

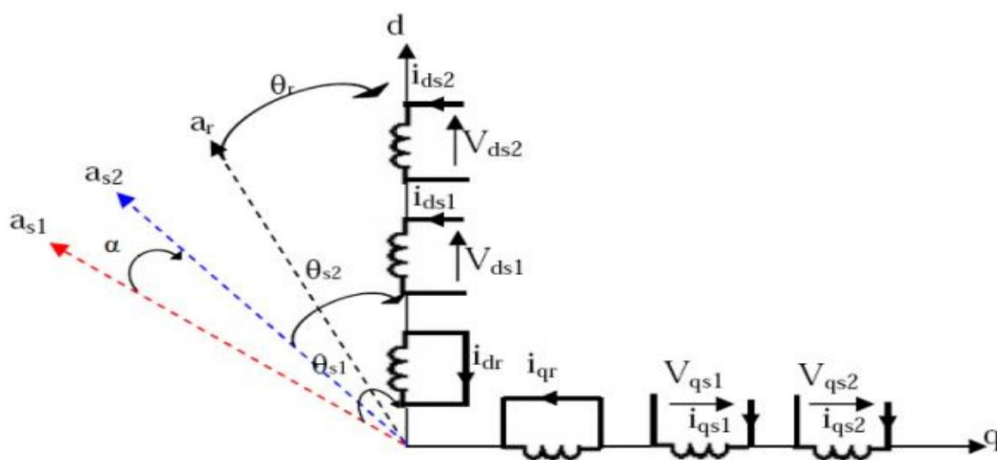


Figure I.2: Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE.

I.9. Application de la transformation de Park

Avec le choix du référentiel lié au champ tournant et appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant [7] :

- Transformation de Park des courants :

$$[V_{dq0,s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1}] \quad (I.22)$$

$$[V_{dq0,s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2}] \quad (I.23)$$

- Transformation de Park des courants :

$$\begin{cases} [I_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1}] \\ [I_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2}] \\ [I_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][I_r] \end{cases} \quad (I.24)$$

➤ Transformation de Park des flux :

$$\begin{cases} [\phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s1}] \\ [\phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s2}] \\ [\phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][\phi_r] \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{dqo,s1}] &= \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix}, [V_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dqo,s1}] = \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix}, [I_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix}, [I_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix}, \\ [\phi_{dqo,s1}] &= \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix}, [\phi_{dqo,s2}] = \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix}, [\phi_{dqo,r}] = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

I.9.1. Équations des tensions

L'application de la transformée de Park sur le système d'équations (I.2), (I.3) et (I.4) nous donne :

➤ Pour l'étoile1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

➤ Pour l'étoile2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

➤ Pour le rotor : le rotor étant en court-circuit :

$$V_{ar} = 0 ; V_{br} = 0 ; V_{cr} = 0$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

ω_{gl} : vitesse de glissement

Sous forme d'équation :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (I.29)$$

I.9.2. Équations magnétiques

La décomposition de l'équation (I.8) donne :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{abc,s1}] \\ [\phi_{abc,s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sabc1}] \\ [I_{sabc2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$\begin{cases} [\phi_{abc,s1}] = [L_{s1,s1}][I_{sabc1}] + [L_{s1,s2}][I_{sabc2}] + [L_{s1,r}][I_r] \\ [\phi_{abc,s2}] = [L_{s2,s1}][I_{sabc1}] + [L_{s2,s2}][I_{sabc2}] + [L_{s2,r}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_{r,s1}][I_{sabc1}] + [L_{r,s2}][I_{sabc2}] + [L_{r,r}][I_r] \end{cases} \quad (I.31)$$

Appliquant la transformation de Park sur le système d'équations (I.31), on obtient :

➤ Pour l'étoile 1 :

$$[\phi_{dqo,s1}] = [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s1})][L_{s1}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] \\ + [P(\theta_{s1})][L_{s1,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}]$$

➤ Pour l'étoile 2 :

$$[\phi_{dqo,s2}] = [P(\theta_{s2})][L_{s2}][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_{s2})][L_{s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}] + \\ [P(\theta_{s2})][L_{s2,r}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}]$$

➤ Pour le rotor :

$$[\Phi_{dqo,r}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{dqo,s1}] + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{dqo,s2}][P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_{dqo,r}]$$

Donc les équations de flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (I.32)$$

On pose:

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (I.32) est écrit comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec :

$L_{s1}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

L_r+L_m : inductance propre cyclique du rotor.

I.9.3. Équation mécanique

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par

L'expression suivante :

$$P = [V_s]^{-1}[I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (I.34)$$

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P = V_{ds1}I_{ds1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{qs2}I_{qs2} \quad (I.35)$$

En introduisant le système d'équation (I. 29) dans l'expression de la puissance instantanée (I.35) on obtient :

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[(R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1})(I_{ds1}) \right] + \left[(R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2})(I_{ds2}) \right] + \left[(R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \phi_{ds1})(I_{qs1}) \right] + \left[(R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \phi_{ds2})(I_{qs2}) \right] \right\} \quad (I.36)$$

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[R_{s1}(I_{ds1})^2 + R_{s2}(I_{ds2})^2 + R_{s1}(I_{qs1})^2 + R_{s2}(I_{qs2})^2 \right] + \left[\left(\frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_s \phi_{qs1} \right) I_{ds1} + \left(\frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_s \phi_{qs2} \right) I_{ds2} + \left(\frac{d}{dt} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{qs1} \right) I_{qs1} + \left(\frac{d}{dt} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds2} \right) I_{qs2} \right] \right\} \quad (I.37)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes [1] :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

I.9.4. Couple électromécanique

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (I.38)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left[\omega_s (\phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2}) \right] \quad (I.39)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2}P(\phi_{ds1}I_{qs1} + \phi_{ds2}I_{qs2} - \phi_{qs1}I_{ds1} - \phi_{qs2}I_{ds2}) \quad (I.40)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.33) dans (I.40), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}PL_m[(I_{qs1} + I_{qs2})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2})I_{qr}] \quad (I.41)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I.42)$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (I.43)$$

En introduisant I_{dr} et I_{qr} dans l'expression (II.41), on obtient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2})] \quad (I.44)$$

Finalement, l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.45)$$

I.10. Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad ; \text{ Avec}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rd} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rq} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{md} = L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (I.46)$$

A partir de l'équation (I.45) et (I.33) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\phi_{ds1} - \phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\phi_{ds2} - \phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\phi_{qs1} - \phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\phi_{qs2} - \phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\phi_{dr} - \phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\phi_{qr} - \phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I.47)$$

En remplaçant (I.47) dans (I.29), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rd} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rq} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (I.48)$$

A partir de l'équation (I.33) on peut écrire :

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \phi_{mq} = L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (I.49)$$

Avec:

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

Nous mettons le système d'équations (I.48) sous forme d'un système d'équation d'état.

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

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{ds2} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

La figure (I.3) représente le schéma block de la MASDE alimenté par des tensions sinusoïdales :

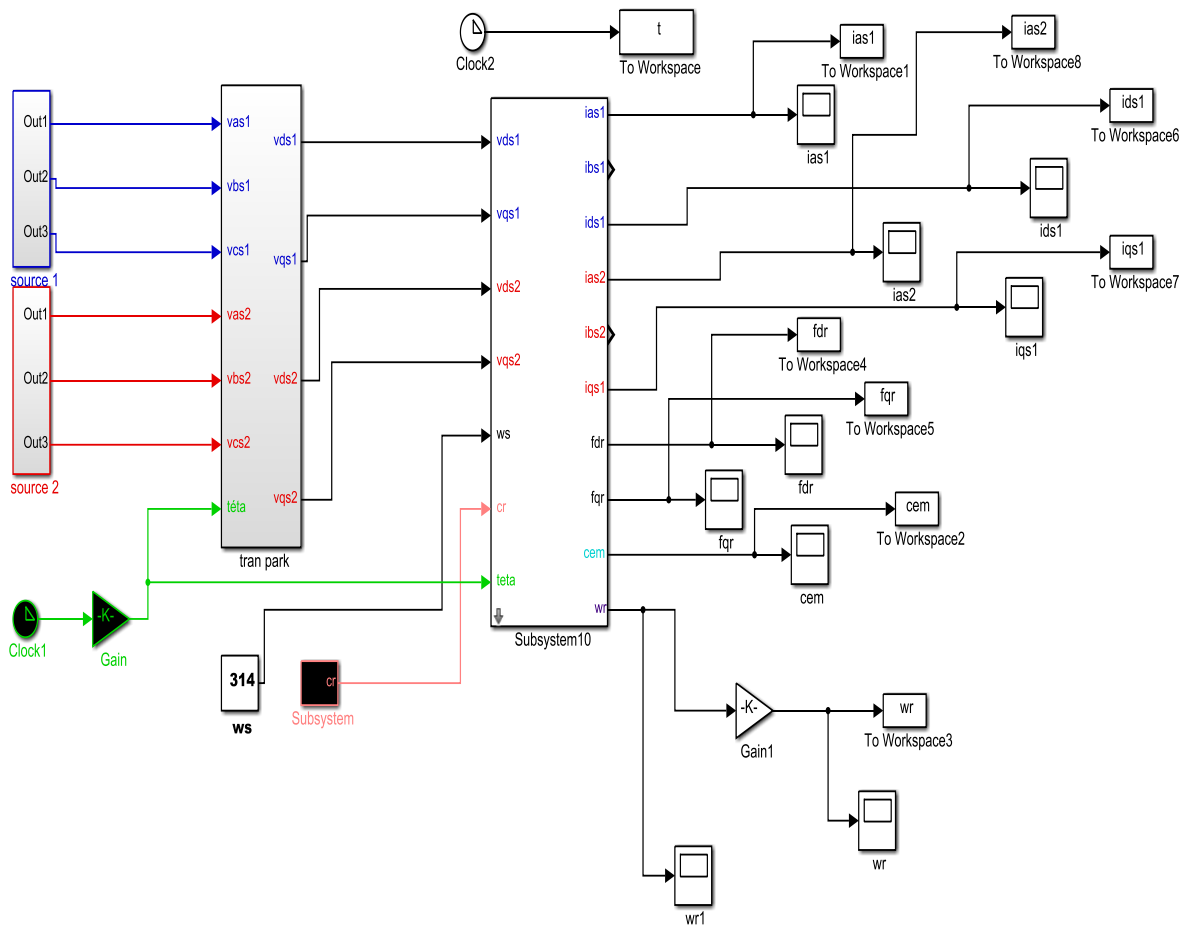


Figure I.3 : Schéma de Simulation de la MASDE alimentée en tension.

I.11. Résultats de simulation

Pour la simulation, il suffit d’implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l’environnement MATLAB/ SIMULINK. La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées.

Fonctionnement à vide

La figure (Figure. I.4) présente l’évolution des caractéristiques de la MASDE lors d’un fonctionnement à vide : $C_r = 0N.m$

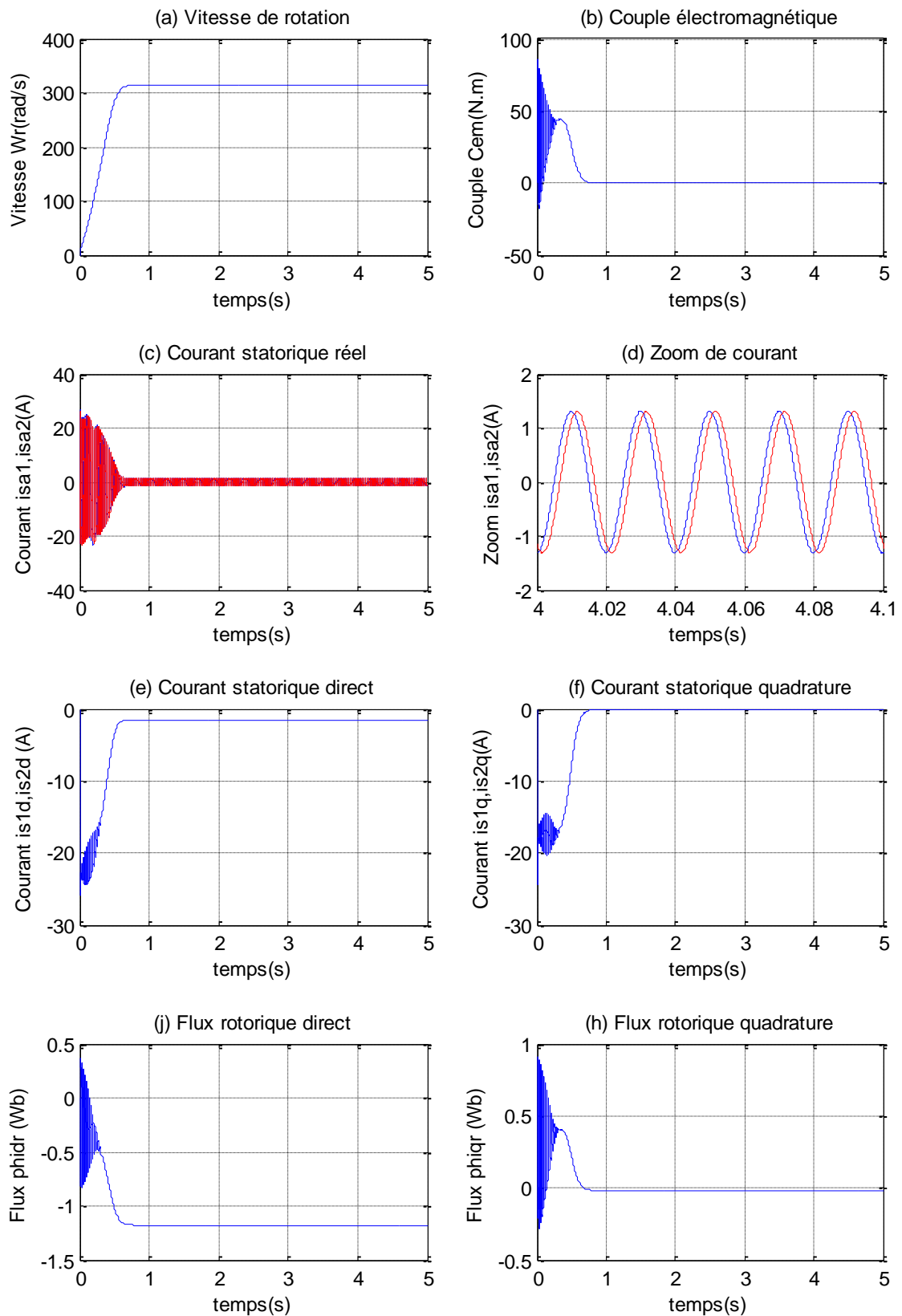


Figure. I.4 : Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement à vide.

Interprétation

La figure (I.4.a) présente la vitesse de rotation, elle augmente et évolue d'une manière presque linéaire à $t=0.7$ s (début du régime permanent) avec une vitesse $W_r = 314 \text{ rad/s}$, égale à la vitesse de synchronisme.

La figure (I.4.b) présente le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de $C_{em} = 80 \text{ N.m}$, et présente des oscillations qui disparaissent au bout de $t = 0.3 \text{ s}$ où il rejoint 45 N.m , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à $t = 0.8 \text{ s}$ sa valeur minimale 0 N.m .

Les figures (I.4.c) et (I.4.d) présentent les courants statoriques réel, ils présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, Leurs valeurs sont de l'ordre de 25 A pour permettre au couple électromagnétique de varier l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante au régime permanent.

Les courants statoriques directs et quadratures figure (I.4.e) et figure (I.4.f), ils ont la même forme, sont de signe négatif et se stabilisent la valeur évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse. On remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement à $t=0.8 \text{ s}$.

Les figures (I.4.g) et (I.4.h) présentent les flux rotoriques direct et en quadrature passent aussi par une régime transitoire oscillatoire et puis se stabilisent dans la zone négative pour $\phi_{dr} = -1.2 \text{ Wb}$; et tend vers une valeur nulle pour ϕ_{qr} .

Fonctionnement en charge

La figure (I.5) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique une charge : $C_r = 14 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2 \text{ s}$.

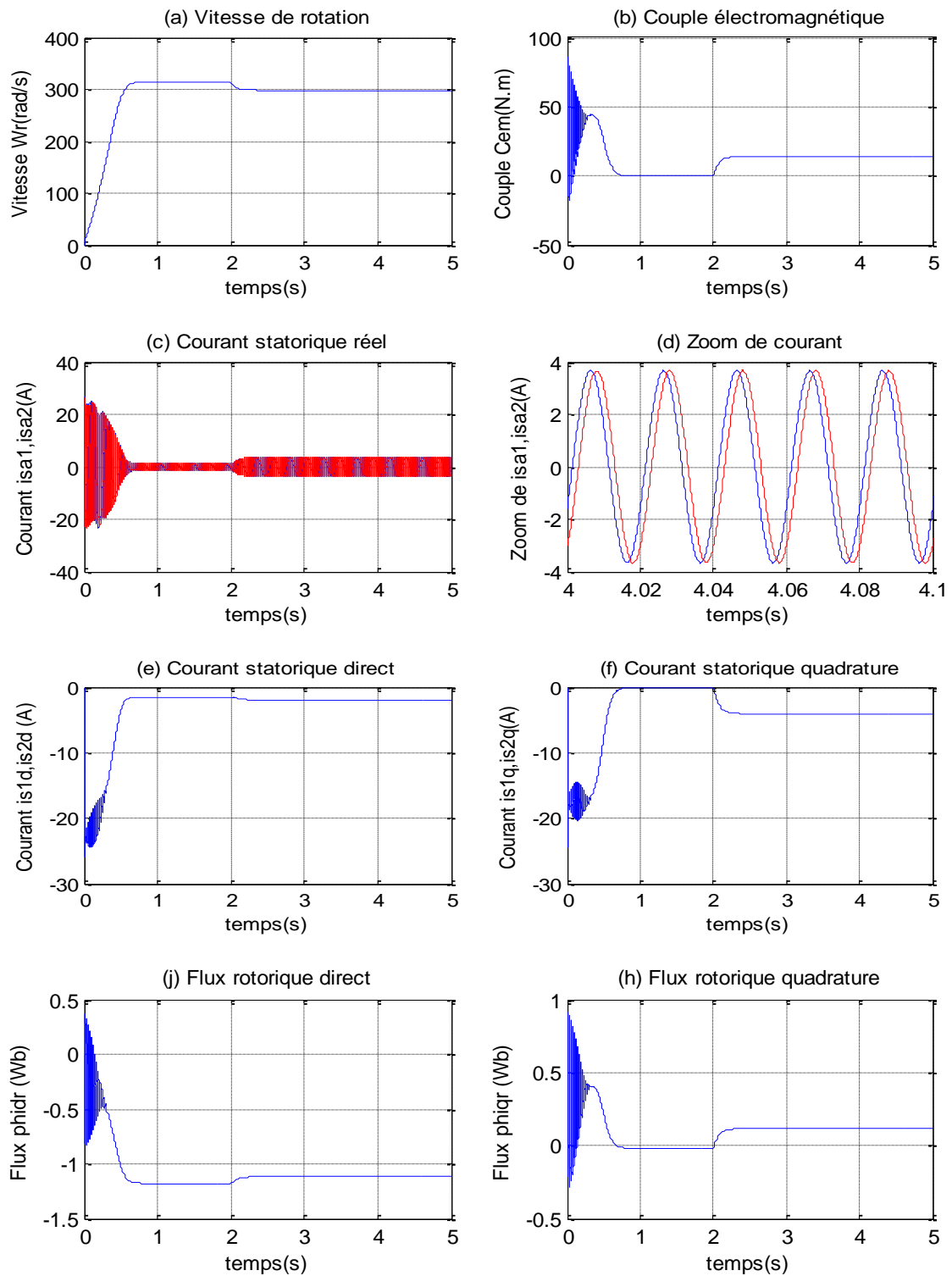


Figure J.5: Performance de la conduite de la MASDE fonctionnement en charge.

Interprétation

A l'instant $t=2s$ on applique la charge $C_r=14$ N.m ; on va remarquer que la vitesse de rotation, figure (I.5.a) et les courants (I.5.e) et (I.5.f) sont diminués et se stabilisent respectivement à $\omega_r=298$ rad/s, $i_{s1d} = i_{s2d} = -2A$, et $i_{s1q} = i_{s2q} = -4A$. Par contre, le couple électromagnétique fait une augmentation figure (I.5.b) se stabilise à $C_{em}=14$ N.m qui est égale à le couple de charge C_r .

Les flux rotoriques figure (I.5.j) et figure(I.5.h) sont égales à : $\phi_{dr} = - 1.2$ Wb, $\phi_{qr} = 0.2$ Wb et les courants statoriques figure (I.5.c) $i_{sa1}=i_{sa2}=3.9$ A.

I.12. Alimentation de la MASDE par onduleur de tension à commande MLI

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbure de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire [4]. L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence [8]. Plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle) [12].

La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système [13].

I.12.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée [13].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [4].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur demi-bras, commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bras possède son complémentaire [4].

La figure (I.6) représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

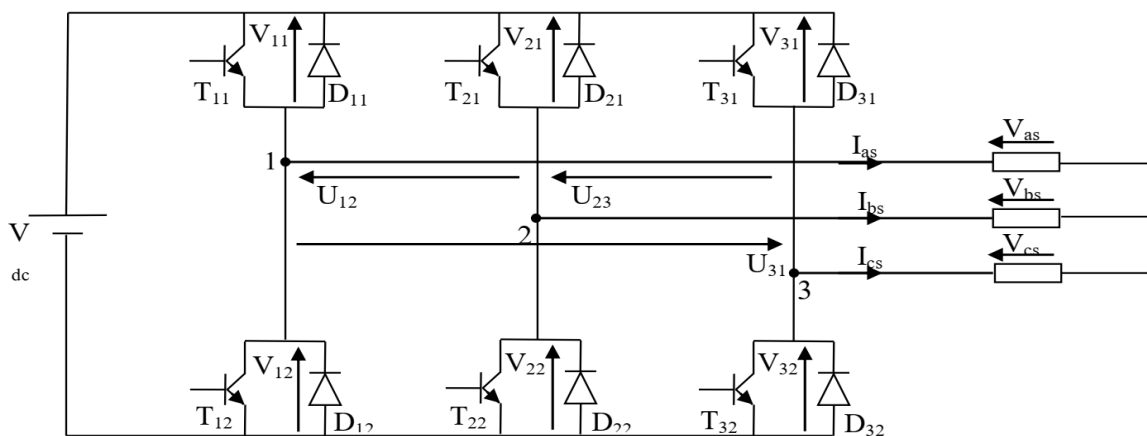


Figure I.6 : Représentation de l'onduleur de tension MLI.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :

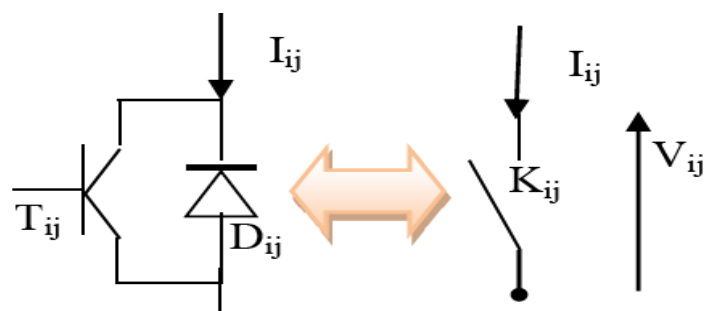


Figure. I.7 : Représentation de paire (transistor-diode) par un interrupteur.

Pour simplifier l'étude supposant que [14] [1] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteur est négligeable (supposés idéalisés).

Fonction de connexion

Chaque interrupteur K_{ij} ($i \in \{1,2,3\}$; $j \in \{1,2\}$), supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ij} ; le courant I_{ij} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement

$$I_{ij} = f_{ij} \cdot I \quad \text{et} \quad V_{ij} = (1 - f_{ij})E$$

Avec : $f_{ij} = 0$ interrupteur ouvert $f_{ij} = 1$ interrupteur fermée

V_{ij} : Tension commuté

I_{ij} : Courant commuté

I : Courant de la phase i ; $i \in \{I_{as}, I_{bs}, I_{cs}\}$

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \tag{I.50}$$

L'expression des tensions composées est donnée par :

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \tag{I.51}$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il devient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \tag{I.52}$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \tag{I.53}$$

I.12.2. Stratégie de commande MLI

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [11].

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3}\right) \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (I.54)$$

Avec: $c = 1, 2, 3$.

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_t} - 1\right) & \text{si } 0 \ll t \ll \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_t} + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \ll t \ll T_p \end{cases} \quad (I.55)$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation « m » égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$),

- Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned} \text{si } V_{ref11} \geq V_p(t) \quad f_{11} = 1 \quad \text{sinon } f_{11} = 0 \\ \text{si } V_{ref12} \geq V_p(t) \quad f_{12} = 1 \quad \text{sinon } f_{12} = 0 \end{aligned} \quad (I.56)$$

$$\text{si } V_{ref13} \geq V_p(t) \quad f_{13} = 1 \quad \text{sinon } f_{13} = 0$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{si } V_{ref21} \geq V_p(t) \quad f_{21} = 1 \quad \text{sinon } f_{21} = 0 \\ \text{si } V_{ref22} \geq V_p(t) \quad f_{22} = 1 \quad \text{sinon } f_{22} = 0 \end{aligned} \quad (I.57)$$

$$\text{si } V_{ref23} \geq V_p(t) \quad f_{23} = 1 \quad \text{sinon } f_{23} = 0$$

I.13. Association de la MASDE avec l'onduleur de tension

La figure (I.7) représente l'association de la MASDE à deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI [1].

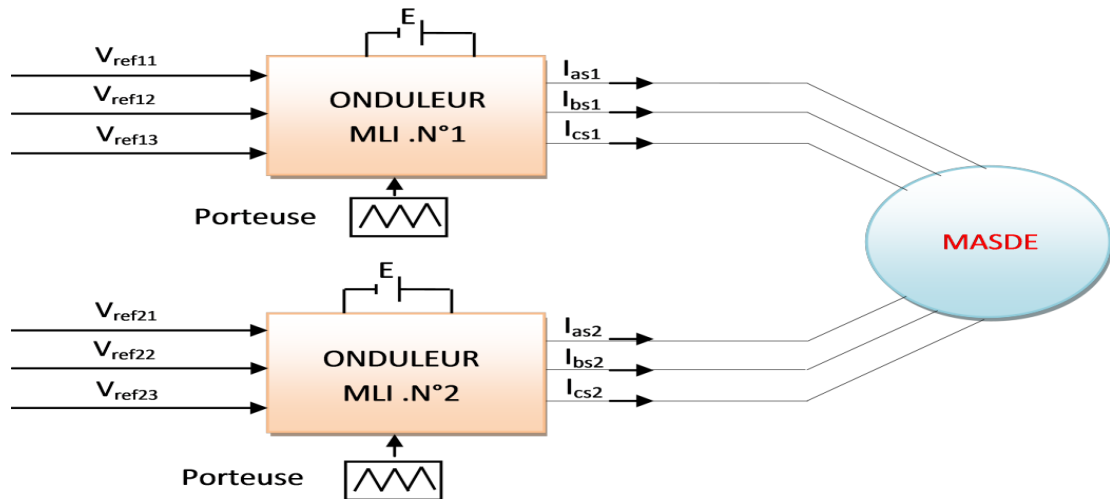


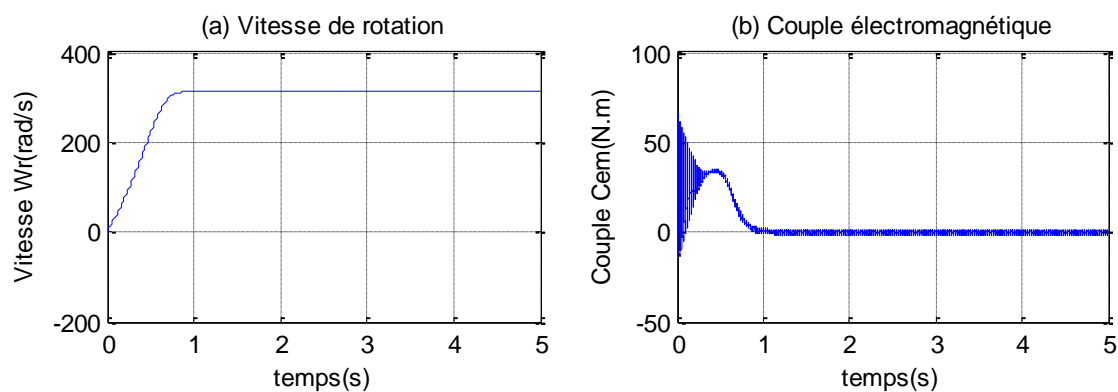
Figure. I.8: Association de la MASDE avec les deux onduleurs MLI.

I.14. Résultats de simulation

Dans ce cas les résultats de simulation de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI.

Fonctionnement à vide

La figure (I.9) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec deux onduleur de tension à MLI, lors d'un fonctionnement à vide : $C_r = 0\text{N.m}$.



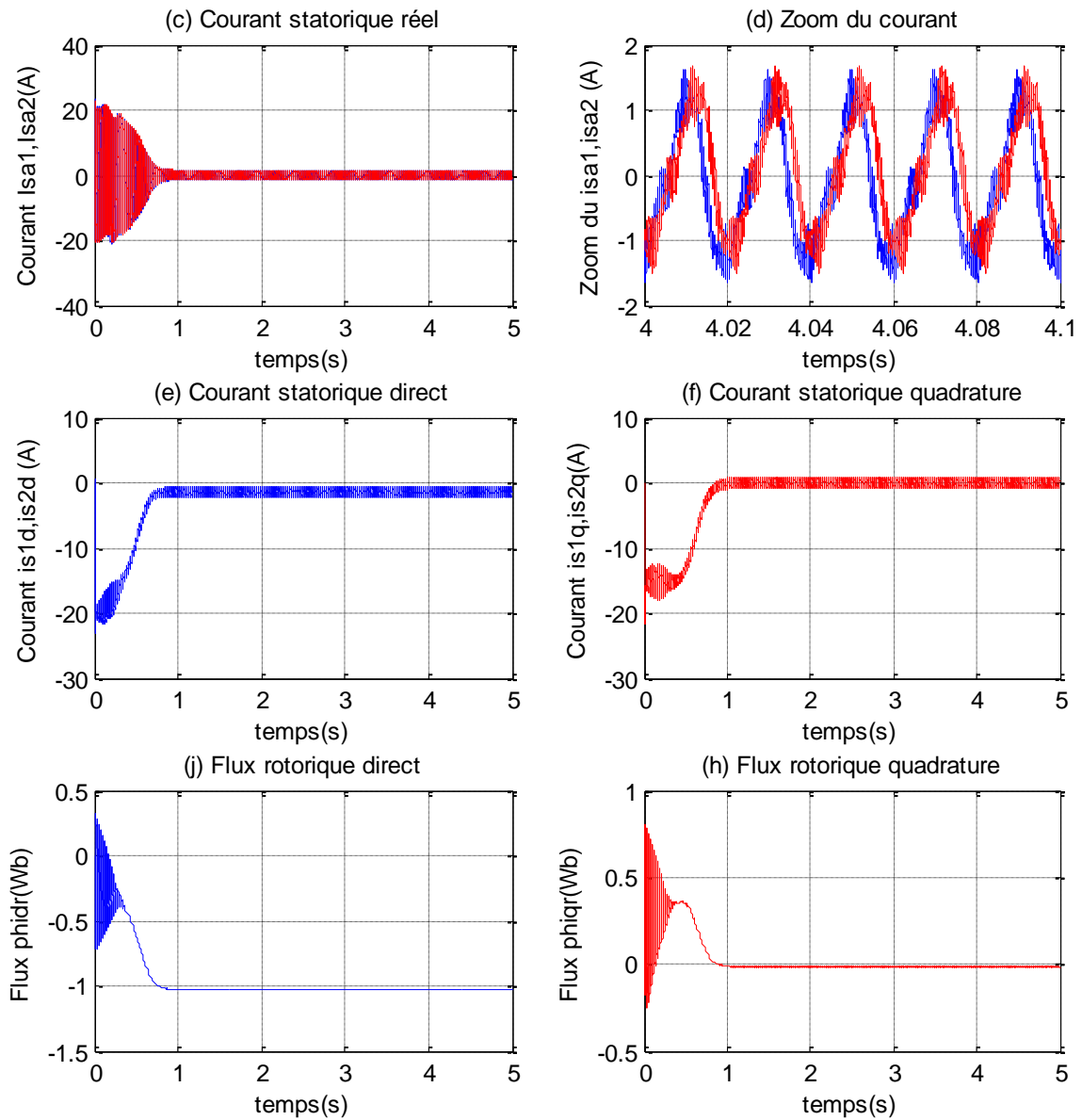


Figure I.9 : Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement à vide.

Fonctionnement en charge

La figure (I.10) présente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec deux onduleurs de tension, lors d'un fonctionnement en charge lorsqu'on applique un couple résistant :

$$C_r = 14N.m \text{ à l'instant } t = 2s$$

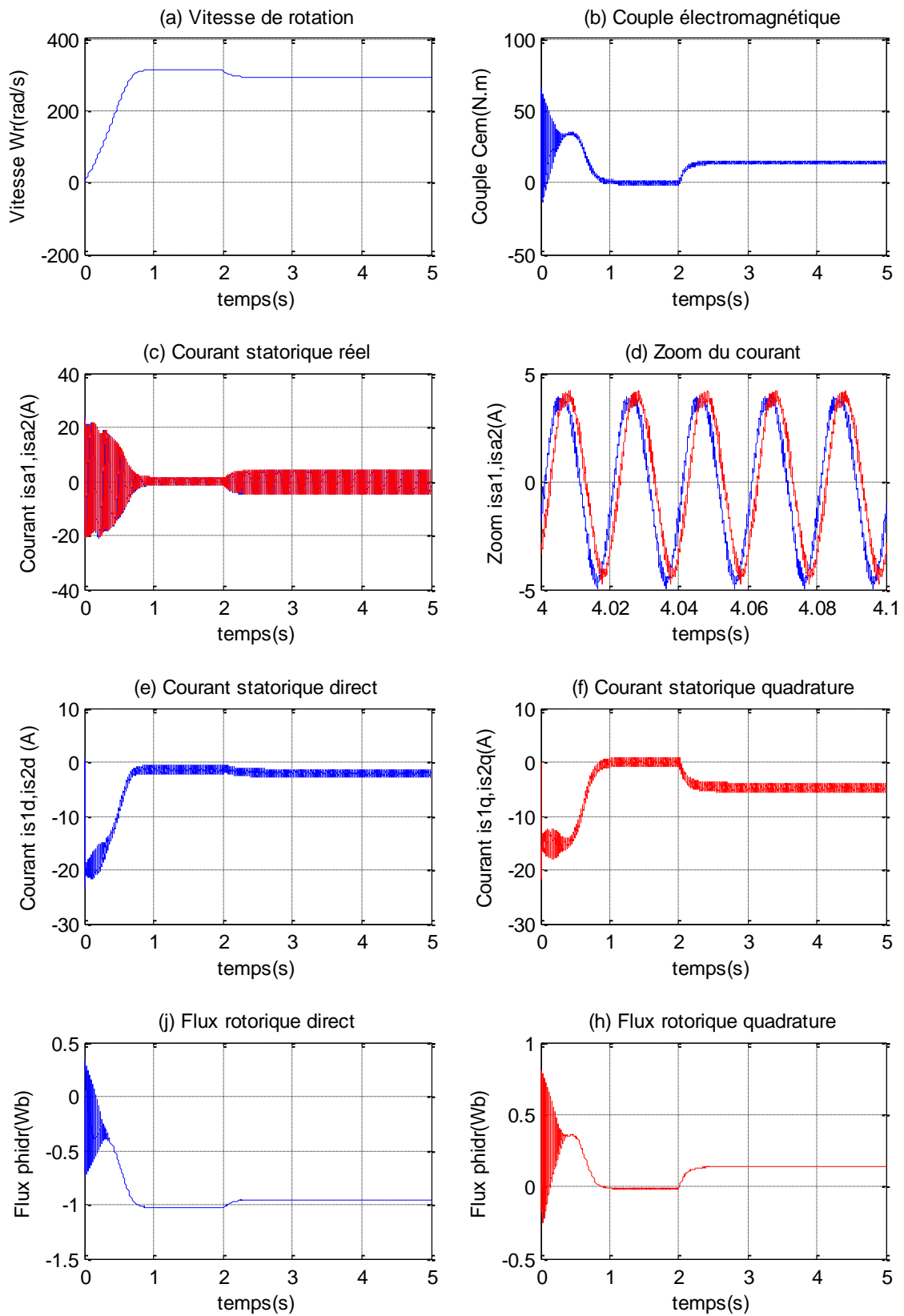


Figure. I.10 : Performances de la conduite de l'OND-MASDE fonctionnement en charge.

Interprétation

En appliquant la charge $C_r = 14\text{N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$, on constate que la vitesse (I.10.a) et les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent respectivement à $\omega_r = 292\text{rad/s}$, $i_{s1d} = i_{s2d} = -2\text{A}$, et $i_{s1q} = i_{s2q} = -4\text{A}$.

Par contre le couple électromagnétique fait une augmentation (I.10.b) se stabilise à $C_{em} = 14\text{N.m}$ au couple de charge, les flux rotoriques selon (d, q) (I.10.j) et (I.10.h) $\phi_{dr} = -0.9\text{Wb}$ et $\phi_{qr} = 0.2\text{Wb}$ et le courant statorique figure (I.5.c) $i_{sa1} = i_{sa2} = 3.9\text{A}$.

I.15. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudiés la modélisation de la MASDE, cette étude nous a permis de simplifier le modèle de la machine sous forme des équations mathématiques. Parmi ces hypothèses simplificatrices, la transformation de Park, le système d'équation d'état de la machine qui nous a permis à présenter le modèle de la machine à simulation numérique par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Dans ce chapitre on a vu les performances de la conduite de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique, puis en utilisant deux onduleurs de tension commandés par la technique MLI.

Le chapitre suivant, on présentera les concepts de base de la commande directe du couple (DTC), principe de commande, simulation et les résultats ...etc. utilisée pour le contrôle du couple et le flux de la MASDE.

Chapitre II

Commande Directe du Couple de la MASDE

II.1. Introduction

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine asynchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple de la machine, est ce la par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel [3] [13].

II.2. Principe de la DTC

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis [4].

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant :

- 1) Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e (périodes d'échantillonnages).
- 2) Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine asynchrone à double étoile.
- 3) On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- 4) On estime le couple électromagnétique du MASDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- 5) On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique [4].

D'abord, on utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega \bar{\phi}_r \quad (\text{II.2})$$

A partir des expressions des flux, le courant du rotor s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right) \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (\text{Coefficients de dispersion})$$

Les équations deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$$

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \bar{\phi}_s \quad (\text{II.4})$$

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\phi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s , à la chute de tension ($R_s I_s$) prés.
- Le flux $\bar{\phi}_r$ suit la variation de $\bar{\phi}_s$ avec une constante de temps ($\sigma\tau_r$).
- Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (II.5)$$

Avec : $\gamma = (\bar{\phi}_s \bar{\phi}_r)$

- Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$ de leur position relative.
- Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\phi}_s$ donc le couple. Ceci n'est possible que lorsque la période de commande T_e de la tension \bar{V}_s est telle que ($T_e \ll \sigma\tau_r$) [9].

II.3. Choix du vecteur de tension V_s

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\phi}_s$, de la variation souhaitée pour le module ϕ_s de la variation souhaitée pour le couple, et de sens de rotation de $\bar{\phi}_s$.

Le plan complexe (α, β) fixe du stator est subdivisé en six S_i , avec : $i=1, \dots, 6$ tel que :

$$(2i - 1) \frac{\pi}{6} \ll S_i \ll (2i + 1) \frac{\pi}{6}$$

Chaque secteur S_i contiendra un vecteur d'espace actif V_i de tension de l'onduleur comme le montre le schéma de la figure (II.1). Le flux tourne alors dans le sens trigonométrique [9].

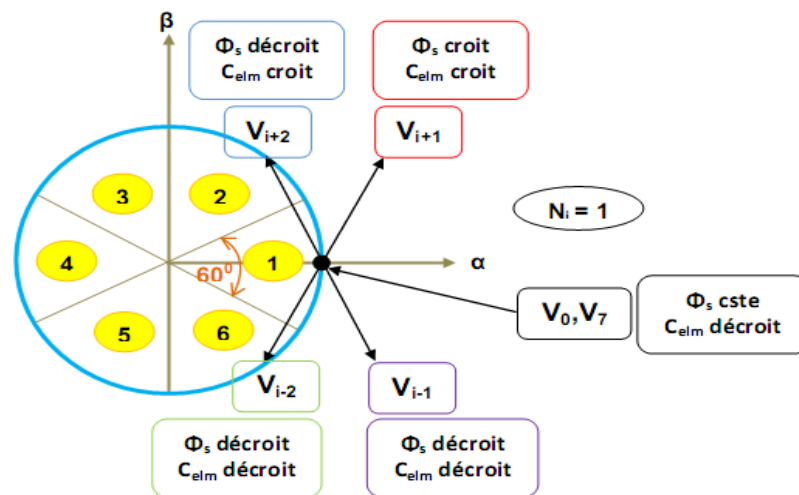


Figure .II.1 : Choix du vecteur de tension.

Ces vecteurs des tensions, sont choisis à partir d’une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur de flux statorique. Cependant, on n’a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension. Cette particularité donne l’avantage à la (DTC) du non utilisation d’un capteur mécanique.

Le vecteur de tension à la sortie de l’onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur. $\bar{\varphi}_s$ un estimateur de $\bar{\varphi}_s$ en module et en position ainsi qu’un estimateur de couple sont donc nécessaires [9].

II.4. Estimateur

II.4.1. Estimation du flux statorique

L’estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l’équation :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - \bar{R}_s \bar{I}_s) \quad \text{On obtient les composantes } \alpha \text{ et } \beta \text{ du vecteur } \bar{\varphi}_s :$$

$$\bar{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - \bar{R}_s \bar{I}_{s\alpha}) \quad \text{et} \quad \bar{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - \bar{R}_s \bar{I}_{s\beta}) \quad (\text{II.6})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes $S_a S_b S_c$ de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de CONCORDIA :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.7})$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \quad (\text{II.8})$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels, i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} , ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) Par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.9})$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa}$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (\text{II.10})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.11})$$

La zone N_1 dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel (S) est le vecteur $\bar{\Phi}_s$, est égal à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.12})$$

II.4.2. Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple C_{em} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. Leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme : [12], [13]

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha}I_{s\beta} - \phi_{s\beta}I_{s\alpha}) \tag{II.13}$$

II.5. Elaboration du vecteur commande

II.5 .1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\vec{\phi}_s$, dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II -2).

La sortie de la correction doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\phi}_s$ afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne Cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir : $|(\phi)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$ [4].

Avec :

$(\phi_s)_{ref}$ La consigne de flux et de $\Delta\phi_s$ largeur d'hystérésis du correcteur.

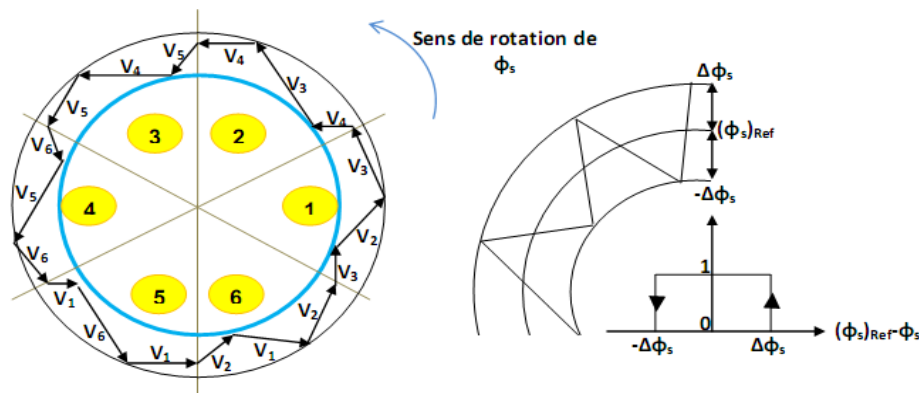


Figure .II.2 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vectrices tensions correspondant.

II.5.2. Le Correcteur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{ref}$ avec : ΔC_{ref} la référence de couple et ΔC la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées.

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

II.5.2.1. Correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl=1$ pour consigne positive et $ccpl=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl=0$) [12] [13].

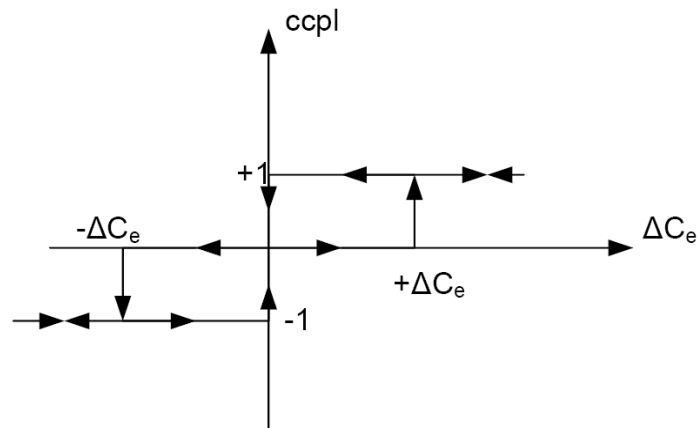


Figure. II.3 : Correcteur de couple à trois niveaux.

II.5.2.2. Correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\varphi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\varphi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls

suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [12] [13].

II.6. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cflx$ et $ccpl$, et de la zone N_i de position de $\bar{\theta}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante:

N		1	2	3	4	5	Correcteur	
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2Niveaux
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3Niveaux
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2Niveaux
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3Niveaux

Tableau .II.1: Table de commande.

II.7. Structure générale du contrôle direct de couple

La structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à double étoile est représentée par la figure (II.4) :

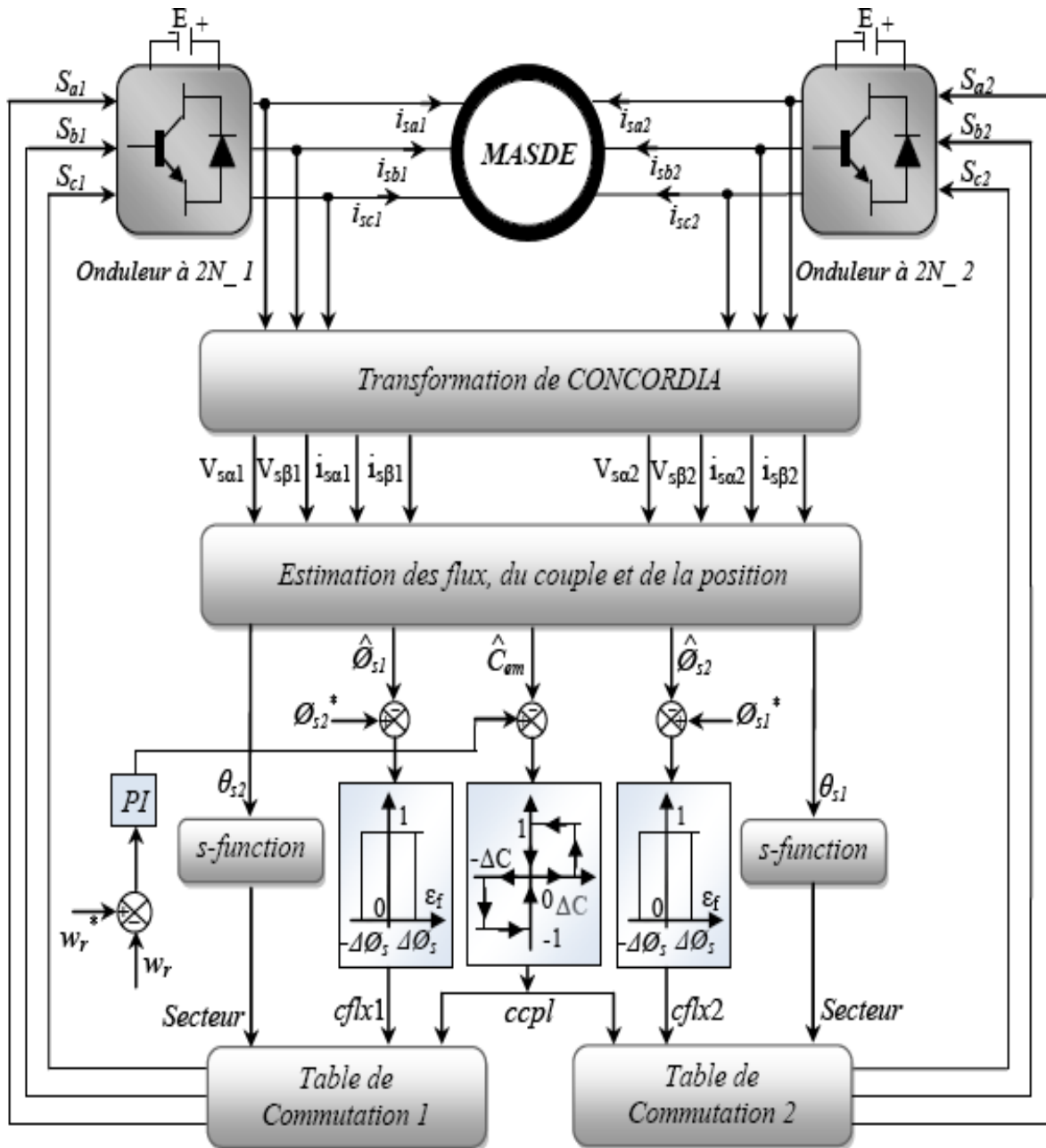


Figure. II.4 : Structure générale du DTC.

II.8. Caractéristiques générales d'une DTC

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statoriques proches des formes sinusoïdales.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [14].

II.8.1. Avantages de la DTC

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
 - Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
 - Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
 - Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
 - Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
 - Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
 - La réponse dynamique du couple est très rapide.
 - Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
 - Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition [14].
-

II.8.2. Inconvénients de la DTC

- L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques [14].

II.9. Résultats de simulation

Les résultats de la commande par DTC après de faire trois testes de robustesse sont représentés sur les figures suivantes :

Teste 1 : Variation de la charge entre [2 ; 3.5] s.

Teste 2 : Diminution de la vitesse entre [2 ; 3.5] s.

Teste 3 : Variation de la résistance statorique 1.5 fois de la résistance nominale.

II.9.1. Test de la Variation de la charge

Pour le test de la variation de la charge, on applique une charge de 7N.m à $t = 2s$ et de 14N.m à $t = 3.5s$, après un démarrage à vide, en imposant la vitesse de référence $W_{réf} = 300rad/s$.

Les résultats de simulation sont présentés par la figure (II.5).

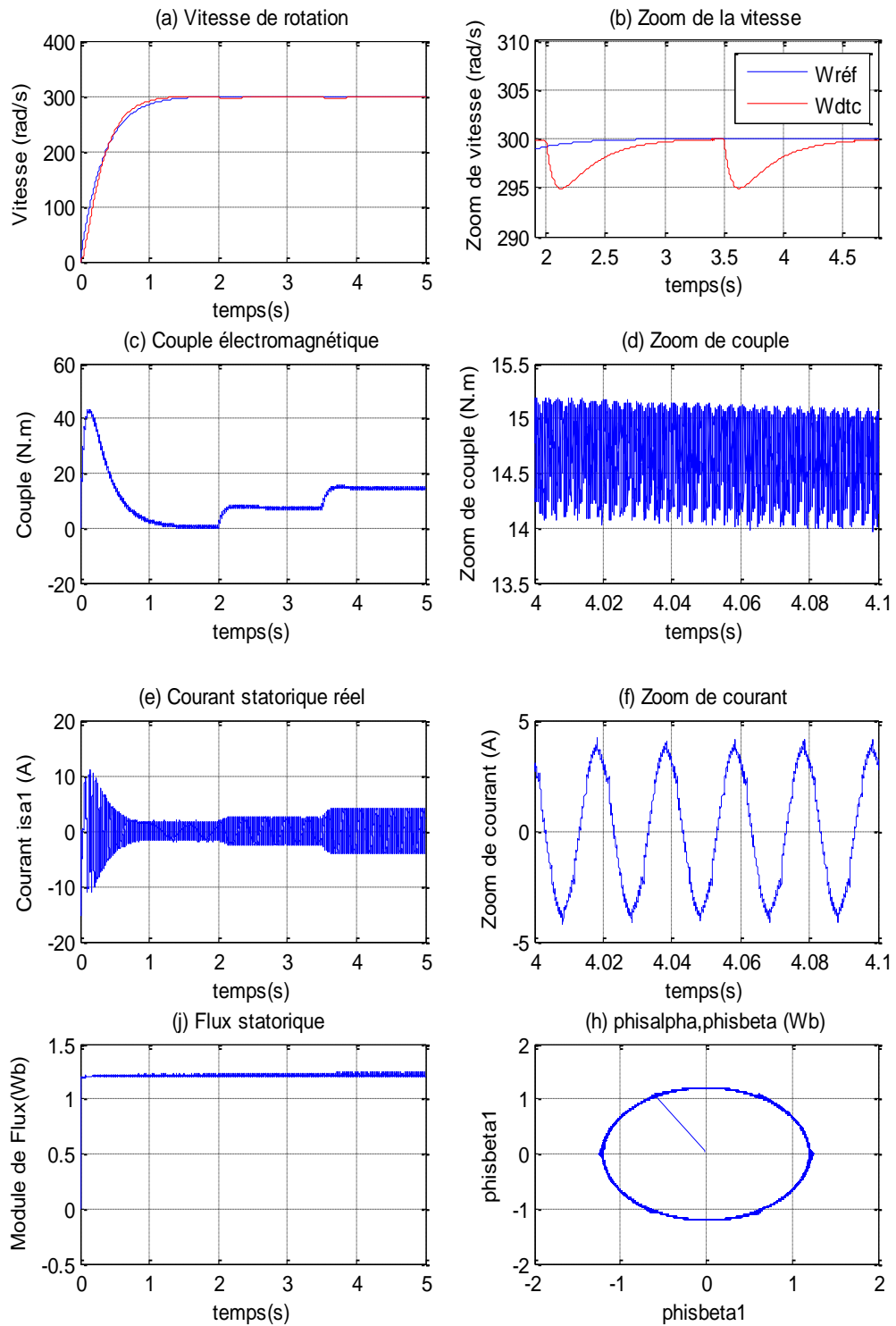


Figure. II.5 : Commande DTC de la MASDE avec variation de la charge.

II.9.2. Test de la Variation de la vitesse

Pour le test de la diminution de la vitesse sur la MASDE, on introduit un changement de consigne de vitesse 300rad/s à 200rad/s, à l'instant $t = 2s$, et à l'instant $t = 3.5s$, on introduit un autre changement de consigne de 200rad/s à 100rad/s. Les différents résultats de simulations sont représentés par la figure (II.6).

$$W_r = [300, 200, 100] \text{ rad/s à } t = 2s \text{ et à } t = 3.5s, C_r = 14N.m.$$

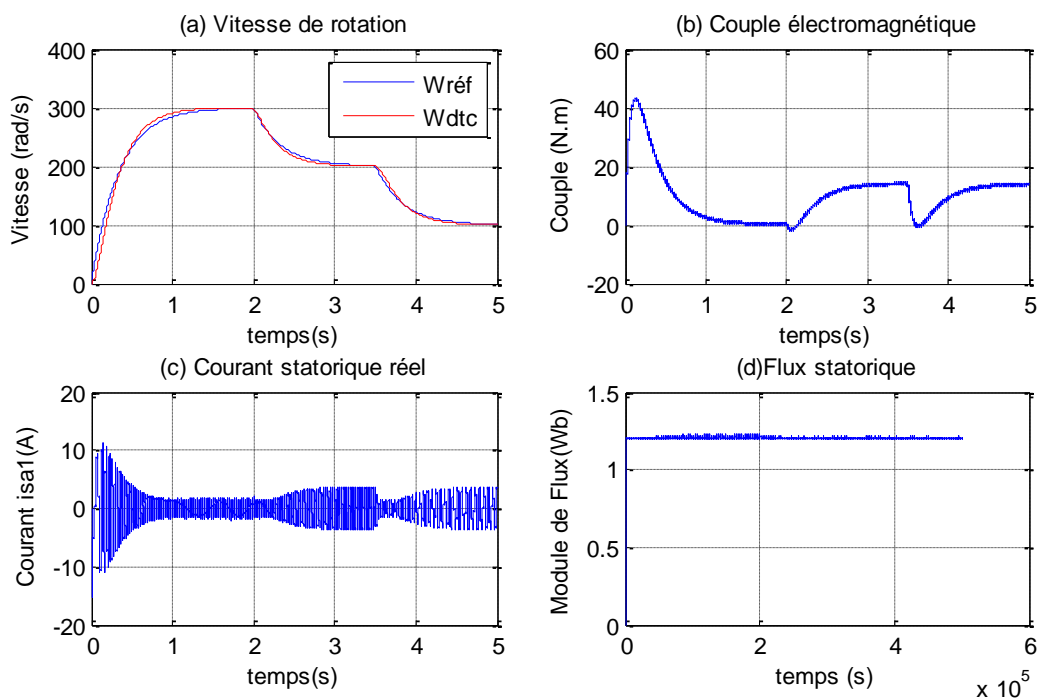


Figure. II.6 : Commande DTC de la MASDE avec variation de la vitesse.

II.9.3. Test de la Variation de la résistance statorique

$R_{s1, s2}=1.5 * R_s$ à $t=2.5s$, $W_r= 300 \text{ rad/s}$, $C_r=0 \text{ N.m}$.

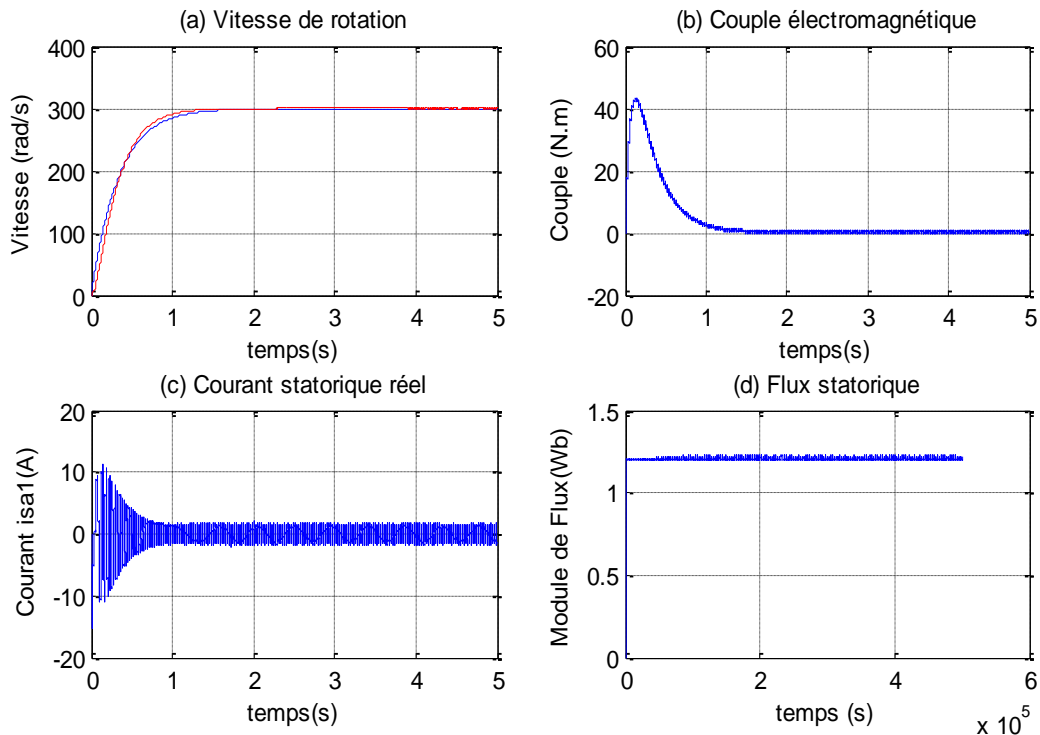


Figure. II.7: Commande DTC de la MASDE avec variation de la résistance statorique.

Interprétation

A l'instant : $t = 2s$ et $t = 3.5s$, la machine est chargée par un couple résistant égal à $C_r = 7N.m$; $C_r = 14N.m$ respectivement, le couple électromagnétique (figure .II.5.c) atteint rapidement sa valeur maximale $42N.m$, puis il se stabilise à une valeur nulle répond après pour compenser le couple de charge, la vitesse (figure. II.5.a) évolue d'une manière presque linéaire, elle subit une chute faible rejetée rapidement par le régulateur pour rétablir la vitesse à sa référence $W_r=300\text{rad/s}$.

Le courant statorique $isa1$ (figure.II.5.e) répond bien aux variations imposées sur le couple (forte appel du courant lors de l'application du couple de charge) et sa forme est très proche de la

sinusoïde. Le flux statorique (figure. II.5.j) suit bien sa valeur de référence $\phi_{is} = 1.2\text{Wb}$ avec une rapidité appréciable.

La vitesse (figure .II.6.a) suit parfaitement ses consignes (300, 200, 100 rad/s), le couple électromagnétique (figure .II.6.b) réagit d'une manière très rapide aux variations de la vitesse, le flux statorique (figure .II.6.d) suit exactement sa valeur de référence ($\phi_{is} = 1.2\text{s}$) indépendamment des variations du couple, ce qui montre bien la robustesse et l'efficacité de la commande vis-à-vis les variations de la vitesse. Pour le troisième test, on augmente la résistance statorique 1.5 fois de la résistance nominale, on remarque que la vitesse W_r (figure .II.7.a), le couple électromagnétique C_e (figure .II.7.b), le courant statorique i_{sa1} (figure .II.7.c), et le flux statorique ϕ_{is} (figure .II.7.d) restent stable pendant le régime permanent. C-à-d le modèle non paramétrique.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande directe de couple (DTC) de la MASDE. Ce type de contrôle est basé sur la détermination directe des séquences de commande de l'onduleur à partir d'un choix optimal des vectrices tensions basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple électromagnétique et du flux statorique. Les résultats obtenues d'après les trois testes on peut conclure qu'en générale la DTC présente plusieurs avantages significatifs: simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision.

Dans le chapitre suivant, on présentera les techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et RNA) pour la régulation de la vitesse de la MASDE. Après on aura l'étude comparative entre les trois techniques, le régulateur classique PI, le régulateur PI floue et le PI neuronale.

Chapitre III

Réglage de la vitesse par les Techniques de l'Intelligence Artificielle

III.1. Introduction

La majorité des systèmes industriels sont difficiles à contrôler à cause de leurs complexités. Ces systèmes sont: non linéaires, fortement couplés et à paramètres variables.

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres variables, les lois de commande classique tels que: les régulateurs PID peuvent être insuffisantes suite à leurs sensibilité aux variations paramétriques, en outre elles ne sont pas robustes surtout dans le cas où la précision et autres performances dynamiques sont exigées. Pour cette raison, on fait appel à des lois de commande robustes insensibles aux variations des paramètres du système, aux perturbations intérieurs et extérieurs et aux non linéarités. Ce chapitre est consacré à l'application des techniques de commande robustes telles que: la logique floue, le mode glissant et les réseaux de neurone artificiels pour la régulation de vitesse de la MASDE [1].

III.2. Réglage par logique floue

III.2.1. Introduction

L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitué entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique. L'intérêt de la commande floue est de faire entrer l'expert dans le processus [1].

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre que Zadeh introduise le concept de sous-ensembles flous, en 1965, pour assister aux premières grandes avancées dans le domaine. Par la suite, en 1974, Mamdani introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel. Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au Japon, notamment grâce aux travaux de Sugeno pour se répandre ensuite dans le monde entier [1].

Nous présentons dans cette première partie de ce chapitre la théorie de la logique floue, et après en remplaçant la régulateur PI classique par ce dernier dans le but de concevoir un contrôleur flou pour la régulation de vitesse de la MASDE.

III.2.2. Principe de la logique floue

La logique floue est une technique d'actualité, elle permet d'exploiter l'expérience d'un opérateur humain ayant une parfaite maîtrise sur le système à commander, avec la capacité de prendre en charge le traitement des variables incertaines et imprécises. C'est pourquoi les spécialistes recherchent les meilleures stratégies de commande, permettant un réglage avec des bonnes performances. Le principe de réglage par logique floue se ressemble au raisonnement humain dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (zéro-un ou vrai-faux), mais des variables linguistiques proches de langage humain tels que : un peu chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, ...etc. [15]

III.2.3. Notions de base de la logique floue

III.2.3.1. Ensemble ordinaire et ensemble floue

Soit un ensemble X continu ou non, fini ou infini, tel que $\langle\langle x \in X \rangle\rangle$ désigne un ensemble de X . A est un sous ensemble binaire ou ordinaire de X lorsque $A \subset X$. L'ensemble ordinaire A est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que [16] :

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0,1]$$

$$\mu_A(x) : \begin{cases} 1 & ; \text{ si } x \in A \\ 0 & ; \text{ sinon} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe. Soit un

référentiel X dénombrable ou non et x un élément de X , alors un ensemble flou A et X est un ensemble de couple tel que :

$$A = \{(x, \mu_A(x))\} \quad (\text{III.2})$$

$\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de x à A . $\mu_A(x)$ est attribué à X par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné A . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle $[0,1]$. La fonction d'appartenance d'un ensemble flou A est définie par:

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \quad (\text{III.3})$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

III.2.3.2. Fonction d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré d'existence de ces variables aux différents sous-ensembles flous [16].

Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure (III.1).

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [17].

De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [17].

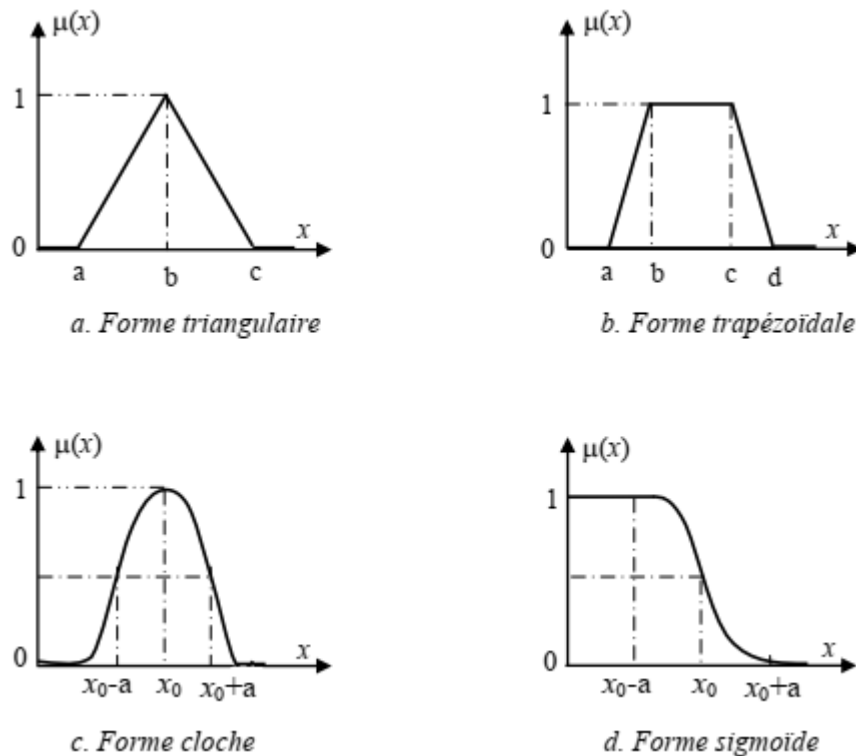


Figure. III.1 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

III.2.3.3. Univers de discours

Soit une variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance [18] :

$$\mu_A: X \rightarrow [0,1]$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

III.2.3.4. Raisonnement en logique floue

La logique floue permet le traitement souple de connaissances imprécises ou incertaines, ce qui serait impossible avec la logique classique [19]. Les systèmes basés sur la logique floue utilisent pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, encore appelées règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme [16] :

Si (prémisse) **Alors** (conclusion)

Nous aurons par exemple:

Si (température élevée **et** humidité importante) **Alors** (ventilation forte)

III.2.4. Commande par logique floue

La commande par logique floue est de grande actualité aujourd'hui, puisqu'elle a le même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, en se basant sur des variables linguistiques [20].

Lorsqu'un opérateur humain commande manuellement un système, les actions qu'il réalise sont dictées par une connaissance subjective du fonctionnement de ce système. Par exemple, s'il fait «froid» dans une pièce, on «augmente» le chauffage ; s'il fait «très froid», on «chauffe plus». Cette commande du système peut être envisagée de façon différente selon la personne qui la réalise : la sensation de «froid» n'est pas directement liée à une mesure de la température [21].

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes [22] :

1. La quantification floue des entrées, appelée aussi la fuzzification. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques.
2. L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé l'inférence floue.

La défuzzification qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

La figure (Figure.III.2) présente le schéma de principe d'un système de commande par logique floue [23] :

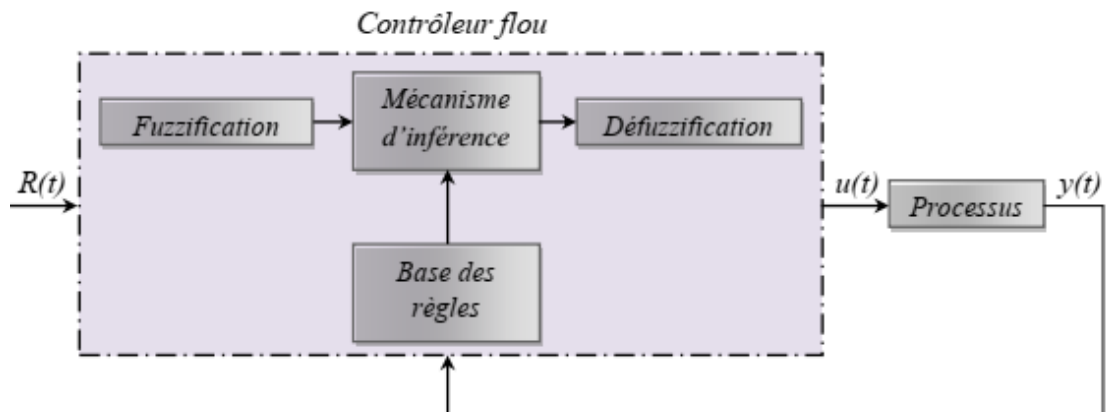


Figure.III.2 : Système de commande par logique floue.

Où:

$R(t)$: est le signal de référence.

$u(t)$: est le signal de commande.

$y(t)$: est la sortie du système à commander.

Le contrôleur flou comporte essentiellement quatre parties ; une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

III.2.4.1. Bloc de Fuzzification

Les entrées numériques d'un contrôleur flou doivent être tout d'abord fuzzifiées, donc, il est nécessaire de les transformer en des sous-ensembles flous. Pour se faire, on utilise un opérateur dit de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance $\mu_{x_0}(x)$ [24].

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdaux, exponentielles, gaussiennes, etc.) est arbitraire. Des études comparatives ont montré, selon différentes formes de fonctions d'appartenance, des résultats pratiquement similaires en boucle fermée mais les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance, il est généralement impaire car elles se répartissent autour de zéro (trois, cinq et sept sont les valeurs courantes) [15]. La figure (Figure.III.3) montre un exemple de fonction d'appartenance triangulaire [16] :

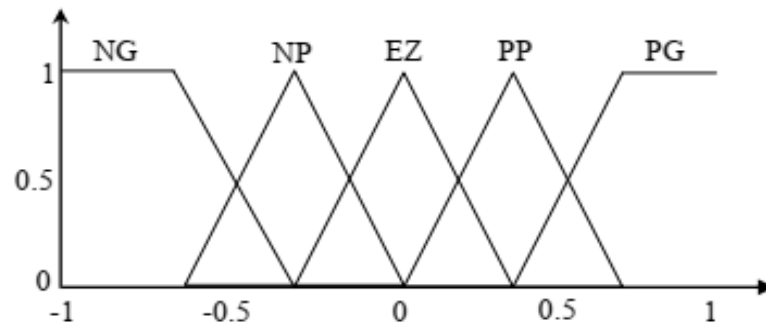


Figure.III.3 : Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaire.

III.2.4.2. Base des règles et inférence floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, est permettant d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système [16]. Un type de règle peut-être par exemple: Si x_1 est «**positif grand**» et x_2 est «**environ zéro**» alors u est «**négatif grand**», où: x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que: l'écart de réglage et sa variation (l'erreur et sa dérivée), et u représente la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

Le tableau (III.1) représente une table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous pour deux variables d'entrée : l'erreur de vitesse e et sa dérivée de , et une variable de sortie : la commande du .

		<i>E</i>				
		<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>de</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>
	<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>
	<i>EZ</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>
	<i>PP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
	<i>PG</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Tableau III.1 : Table d'inférence avec cinq sous-ensembles flous.

III.2.4.3. Mécanisme d'inférence

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise [25].

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [25] :

- 1. Méthode d'inférence max-min (méthode de MAMDANI):** La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU» lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.
- 2. Méthode d'inférence max-produit (méthode de LARSEN):** La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur «ET» par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- 3. méthode de SUGENO:** L'opérateur «ET» est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

III.2.4.4. Bloc de Défuzzification

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande (la décision floue) en grandeur numérique.

C'est la transformation inverse du bloc de fuzzification [26]. Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont [18] :

- 1. Méthode du centre de gravité:** C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$X_G = u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x\mu(x)dx}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x)dx} \quad (\text{III.4})$$

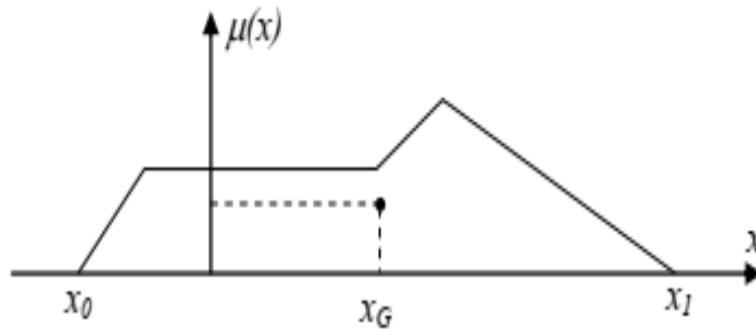


Figure.III.4 : Défuzzification par centre de gravité.

2. **Méthode par valeur maximum:** Cette méthode est beaucoup plus simple, elle ne s'utilise que dans le cas discret. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. La figure ci-dessous illustre le principe de cette méthode.

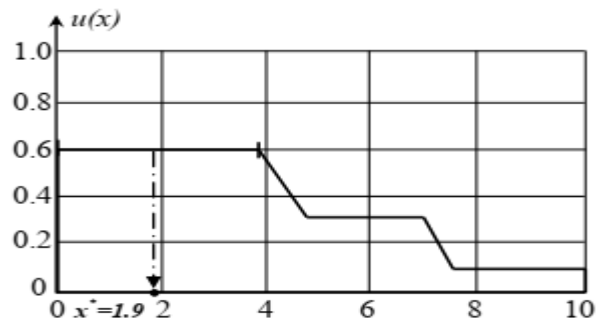


Figure.III.5 : Méthode de défuzzification par valeur maximum.

3. **Méthode de la moyenne des maximums:** Dans cette méthode, la valeur de sortie est estimée par l'abscisse du point correspondant au centre de l'intervalle pour lequel la fonction d'appartenance est maximale. Cette valeur est fournie par l'expression:

$$y_{cm} = \frac{\inf M + \sup M}{2} \quad (\text{III.5})$$

Où: M est l'ensemble des points pour lesquels la fonction d'appartenance est maximale.

III.2.5. Avantages et inconvénients de la logique floue

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients, parmi les quelles on peut citer [27] :

A- Les avantages:

- La non-nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La possibilité et la facilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus (intégration de l'expertise humaine sous forme de règles simples).
- Une solution efficace pour des problèmes complexes (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- Robustesse vis-à-vis les incertitudes.
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), ou bien pour circuits intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).

B- Les inconvénients:

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- Aucunes méthodes formelles pour l'ajustement.
- Les performances dépendent de l'expertise.
- Il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse, ...etc.

III.2.6. Application de la logique floue à la commande de la MASDE

La structure générale de régulation floue de la vitesse de la MASDE est présentée par la figure (Fig. III.6):

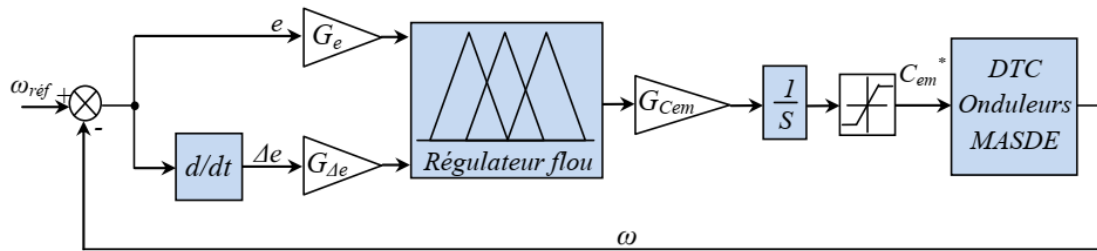


Figure.III.6 : Réglage flou de la vitesse d'une MASDE.

La conception d'un régulateur flou passe généralement par les étapes suivantes:

- Choix des fonctions d'appartenance et des valeurs floues pour les entrées (l'erreur et son dérivé) et la sortie (la commande).
- Choix de la méthode de fuzzification.
- Elaboration de la table d'inférence (base des règles).
- Choix de la méthode de défuzzification.

Les entrées (**e** et **de**) sont fuzzifiées en cinq sous ensembles flous (N, Z et P) et la sortie (**u**) est fuzzifiée en cinq sous ensembles flous (NG, N, Z, P et PG) comme le montre les figures ci-dessous :

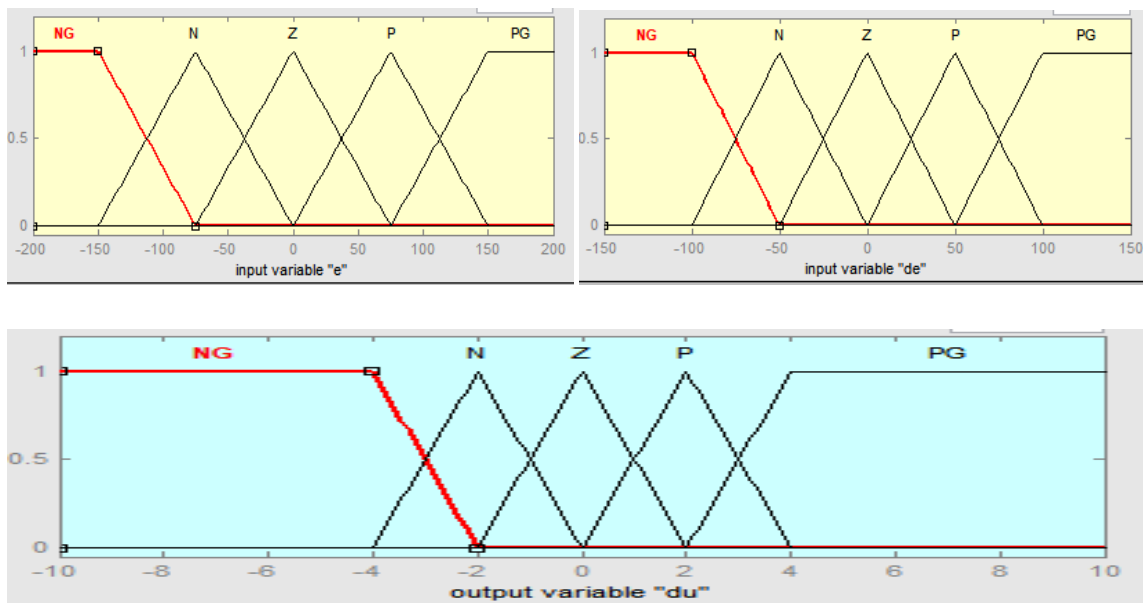


Figure.III.7 : Les fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie.

Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

La table d'inférence relative à ce choix est donnée le tableau suivant:

<i>u</i>		<i>e</i>		
		<i>N</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>
<i>de</i>	<i>N</i>	<i>NG</i>	<i>N</i>	<i>Z</i>
	<i>Z</i>	<i>N</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>
	<i>P</i>	<i>Z</i>	<i>P</i>	<i>PG</i>

Tableau III.2: La table d'inférence du régulateur flou.

Le schéma bloc de simulation est le même que celui présenté dans la figure (Fig. II.4), en remplaçant le régulateur classique PI de la vitesse par un régulateur flou.

Afin de tester la robustesse de la commande, trois tests ont été effectués à savoir: la variation de la charge, la variation de la vitesse, et la variation de la résistance statorique de la machine. Les résultats obtenus sont présentés par les figures: (III.8), (III.9) et (III.10).

III.3. Résultats de simulation

Test 1: Variation de la charge

$W_r=300\text{rad/s}$; $C_r=[7, 14]\text{N.m}$ à $t=[2, 3.5]\text{s}$.

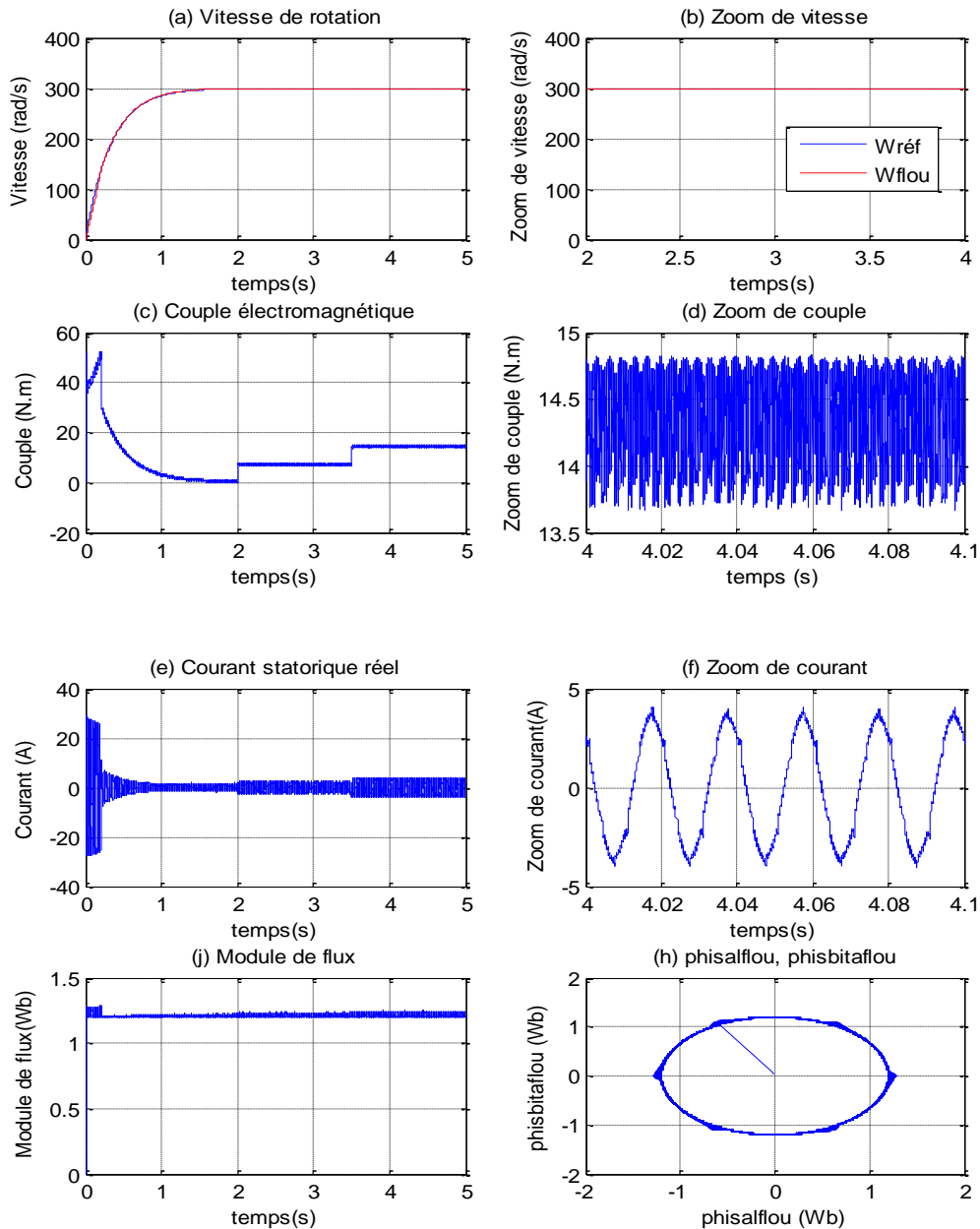


Figure.III.8 : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la charge.

Test2 : Variation de la vitesse

$W_r = [300, 200, 100]$ rad/s à $t = [2, 3.5]$ s ; $C_r = 14$ N.m.

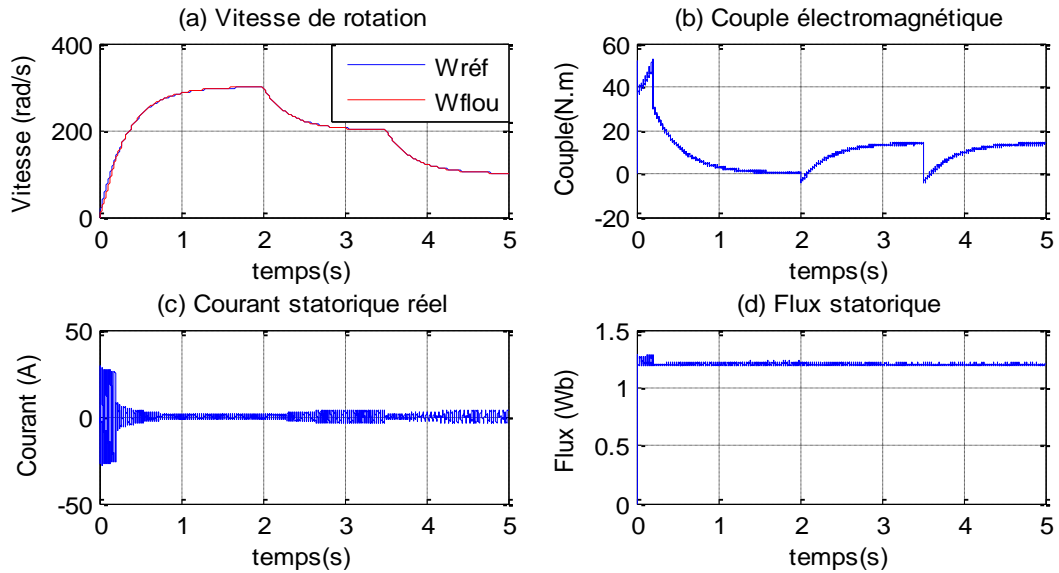


Figure.III.9 : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la vitesse.

Test3: Variation de la résistance statorique

$R_{s1,s2} = 1.5 * R_s$ à $t = 2.5$ s ; $W_r = 300$ rad/s; $C_r = 0$ N.m.

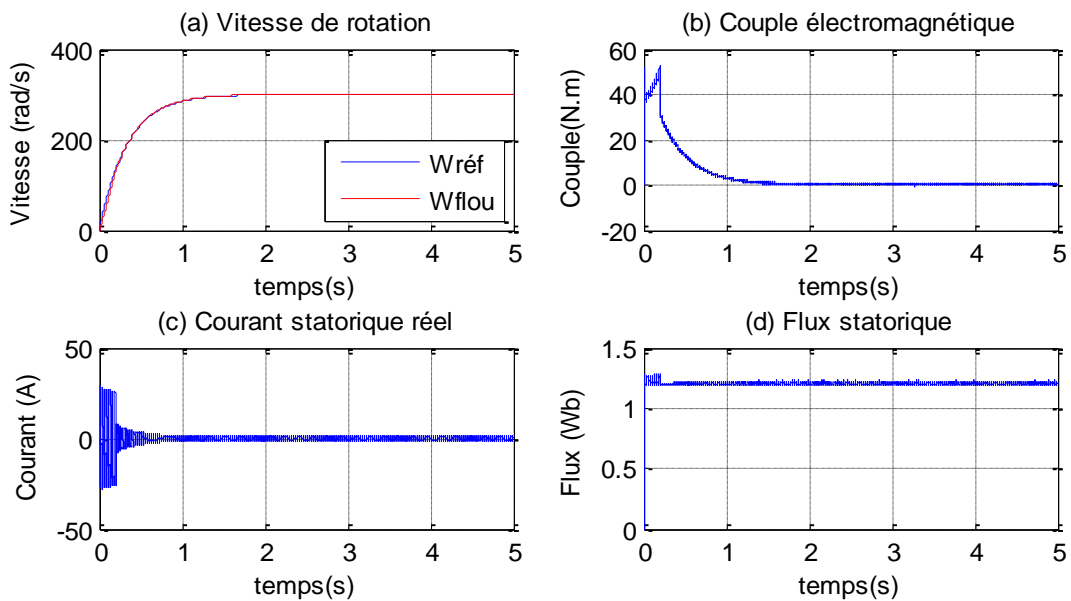


Figure .III.10 : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

Interprétation des résultats

On remarque que la vitesse W_{flou} et $W_{\text{réf}}$ (figure.III.8.a) atteint sa référence 300 rad/s en moins d'une 1.2 seconde puis elle reste constante à cause de la régulateur flou qui rendre à sa référence. Le couple électromagnétique (figure.III.c) atteint les 52 N.m au démarrage puis il se stabilise à une valeur égale à zéro en régime permanent. A $t = 2s$ on a appliqué un couple résistant égal à 7 N.m, et à $t=3,5s$ un couple résistant égal à 14 N.m. La machine développe un couple électromagnétique C_e pour compenser le couple de charge.

Un fort appel du courant statorique i_{s1} (figure.III.8.e) lors de l'application du couple de charge a été enregistré. Le module de flux statorique (figure.III.8.j) tient sa valeur de référence qui égale à 1.2Wb et reste stable dans le régime permanent, avec une rapidité remarquable.

Pour juger la robustesse du régulateur flou, deux tests de robustesse ont été effectués à savoir la figure (III.9) et la figure (III.10) : diminution de la vitesse de rotation, et l'augmentation de l résistance statorique. Les résultats de simulation montrent bien la robustesse et les bonnes performances dynamiques (stabilité, rapidité, précision) du réglage par logique flou par apport au régulateur PI classique, il permet d'avoir des réponses sans dépassement avec une rapidité remarquable.

III.4. Réglage par réseaux de neurone artificiels

III.4.1. Introduction

Les réseaux de neurones connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur, celui du génie des procédés n'échappe pas à cette règle. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'application des réseaux de neurone la commande des processus.

L'un des défis de l'homme aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propre. Les réseaux de neurones, sont nés de cette envie, ils constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, utilisées dans de nombreux domaines (physique, chimie, biologie, finance, etc...), notamment pour la modélisation de processus et la synthèse de lois de commandes [28].

III.4.2. Généralité sur les réseaux de neurones

Le principe des réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Network ANN) est né dans les années 40 à partir d'une analogie avec le système nerveux humain [29]. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de W. S. McCulloch et W. Pitts [30]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80 [31].

III.4.2.1. Neurone biologique

Le neurone biologique (Fig. III.10) comprend [32]:

- **Le corps cellulaire**, qui fait la somme des influx qui lui parviennent; si cette somme dépasse un certain seuil, il envoie lui-même un influx par l'intermédiaire de l'axone;
- **L'axone**, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones;
- **Les dendrites**, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent;
- **Les synapses**, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites.

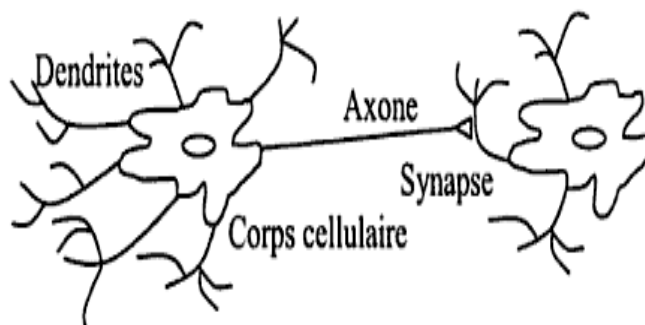


Figure. III.11: Neurone biologique.

III.4.2.2. Neurone formel (artificiel)

Le neurone formel est un modèle théorique de traitement de l'information inspiré des observations relatives au fonctionnement d'un neurone biologique, pour but de reproduire le raisonnement intelligent d'une manière artificielle [33].

La figure (Fig. III.11) montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones "amonts". A chacune de ces entrées est associé un poids w (weight en Anglais) représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones "avals". A chaque connexion est associé un poids [34].

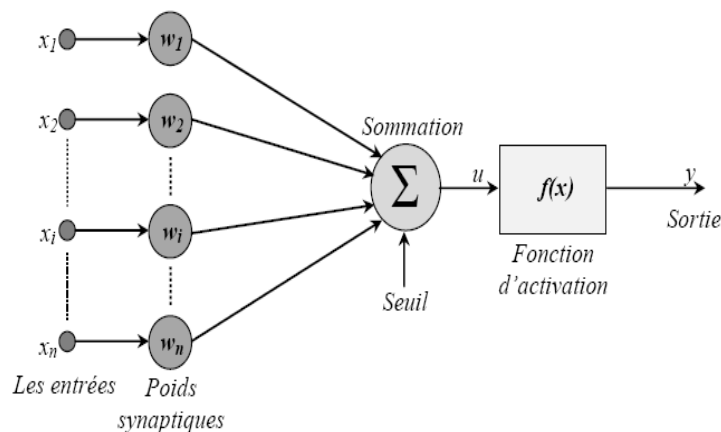


Figure.III.12 : Neurone artificiel.

Chaque neurone est relié à différentes entrées (x_n). Celles-ci sont soit les variables d'entrées du réseau, soit les sorties des couches précédentes. Chacune de ces entrées est pondérée par un poids (w_i). Un poids total S est ainsi calculé après rajout du biais (β) propre à chaque neurone. Ce poids normalisé entre (-1) et (1) indique le degré d'activation du neurone. Une fonction sigmoïde (f) est alors utilisée pour la propagation de l'information et donne une sortie (y) toujours normalisée entre (-1) et (1) . Toutes les informations sont alors stockées dans la valeur des poids et un algorithme d'apprentissage par rétro-propagation, sur de nombreux exemples est nécessaire à l'optimisation d'une solution [35].

Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

Le neurone formel est donc un automate booléen dont la sortie y est telle que [35]:

$$y = \begin{cases} 1 & \text{Si } S > \beta \\ 0 & \text{Si } S < \beta \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$y = f(x) \text{ et } S = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{III.7})$$

Dont :

x_i : Représente la i ème entrée du neurone formel.

y : Sortie de neurone.

β : Seuil du neurone.

w_i : Paramètres de pondération.

f : Fonction de seuillage.

S : Somme pondérée des entrées x_i .

Le tableau ci-dessous montre la mise en correspondance entre un neurone biologique et un neurone artificiel:

Neurone biologique	Neurone artificiel
Synapses	Poids des connexions
Axones	Signal de sortie
Dendrites	Signal d'entrée
Noyau ou Somma	Fonction d'activation

Tableau III.3 : Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

Le neurone formel peut être défini, d'une façon plus générale, par les éléments suivants [36]:

- 1. Les entrées du réseau neurone:** Elles peuvent être binaires (0, 1) ou réelles.
- 2. Fonction d'activation:** Cette fonction permet de définir l'état interne du neurone en fonction de son entrée totale, citons à titre d'exemple quelques fonctions souvent utilisées:

- **Fonction linéaire (purelin dans Matlab) :** C'est l'une des fonctions d'activations les plus simples (Figure. III.12) sa fonction est définie par: $f(x) = x$.
- **Fonction sigmoïde ((logsig dans Matlab) :** Elle est l'équivalent continu de la fonction linéaire (Fig. III.13). Etant continu, elle est dérivable, d'autant plus que sa dérivée est simple à calculer. Elle est définie par:

$$f(x) = \frac{1}{1+e^{-x}} \quad (\text{III.8})$$

3. **Fonction de sortie :** Elle calcule la sortie d'un neurone en fonction de son état d'activation. En général, cette fonction est considérée comme la fonction identité. Elle peut être: binaire (0, 1), bipolaire (-1, 1) ou réelle.

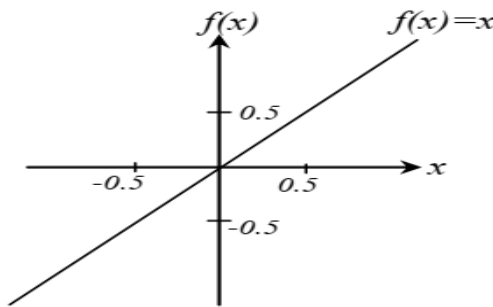


Figure.III.13: Fonction linéaire.

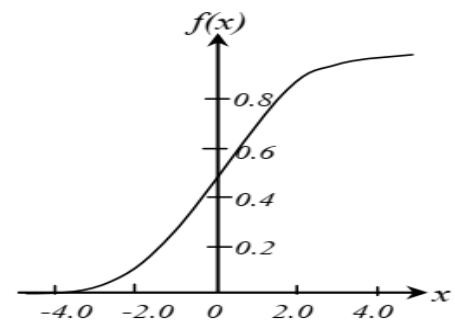


Figure.III.14: Fonction sigmoïde.

4. **Poids des connexions:** Un poids w_{ij} est associé à chacune des connexions. Nous noterons toujours le premier indice par i et le deuxième par j. Le premier indice (rangée) désigne le numéro de neurone sur la couche, alors que le deuxième indice (colonne) spécifie le numéro de l'entrée. Ainsi, w_{ij} désigne le poids de la connexion qui relie le neurone i à son entrée j [37].

Un poids d'un neurone artificiel représente donc l'efficacité d'une connexion synaptique. Un poids négatif vient inhiber une entrée, alors qu'un poids positif vient l'accentuer [38].

III.4.3. Architecture des réseaux de neurones

L'architecture d'un réseau de neurones est l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Autrement dit, il s'agit de la façon dont ils sont ordonnés et connectés. Un réseau de neurones est en général composé de plusieurs couches de neurones, des entrées jusqu'aux sorties. On distingue deux grands types d'architectures de réseaux de neurones: les réseaux de neurones non bouclés et les réseaux de neurones bouclés [38].

III.4.3.1. Les réseaux de neurones non bouclés

Appelés aussi réseaux proactifs, réseaux statiques ou réseaux unidirectionnels (feedforward networks), un réseau de neurones non bouclé réalise une ou plusieurs fonctions algébriques de ses entrées par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones [39]. Il peut être monocouche ou multicouche, partiellement ou complètement connecté (tous les neurones d'une même couche sont connectés à chaque nœud de la couche adjacente suivante) [40]. Ce réseau est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux (Fig. III.14), dans un tel réseau, le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans «retour en arrière», si on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de la fonction sont les neurones de sortie, ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés [39].

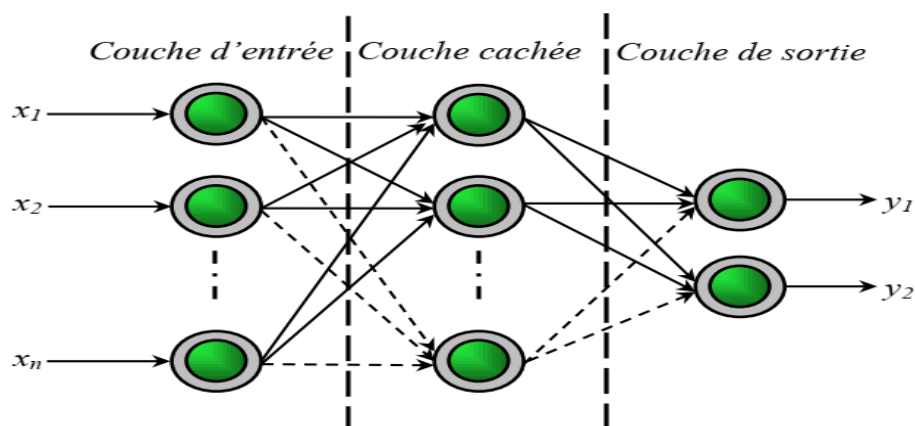


Figure.III.15: Réseaux de neurone non bouclés.

III.4.3.2. Les réseaux de neurones bouclés

Appelés aussi réseaux dynamiques ou réseaux récurrents (recurrent networks). Ce sont des réseaux contenant au moins une boucle de contre-réaction sur une de ses couches vers une au moins des couches précédentes (Fig. III.15). Ces réseaux ont une dynamique importante. En effet, à cause de la présence de boucles de contre-réaction et de la réponse non linéaire des neurones, le réseau peut être amené progressivement vers un état stable ou alors, une brusque variation apparaît sur les neurones pour amener le réseau vers un autre état [40].

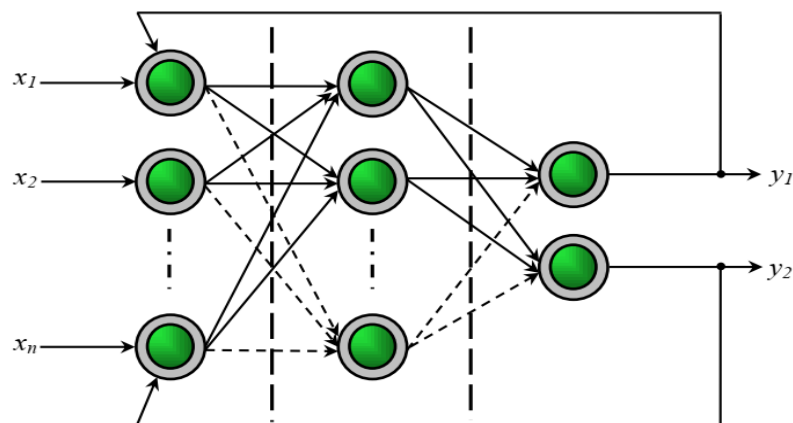


Figure.III.16 : Réseaux de neurone bouclés.

III.4.4. L'apprentissage d'un réseau de neurones

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés [41]. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement [41].

Les algorithmes d'apprentissages donnent des meilleurs résultats lorsqu'on leur fournit des exemples multiples et variés, ainsi le réseau peut assimiler toutes les connaissances. Il existe différentes règles d'apprentissage parmi lesquelles on peut distinguer [35]:

III.4.4.1. Apprentissage supervisé

Un superviseur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétropropagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie

Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau [42]. Pour ce type d'apprentissage, la règle la plus utilisée est celle de Perceptron.

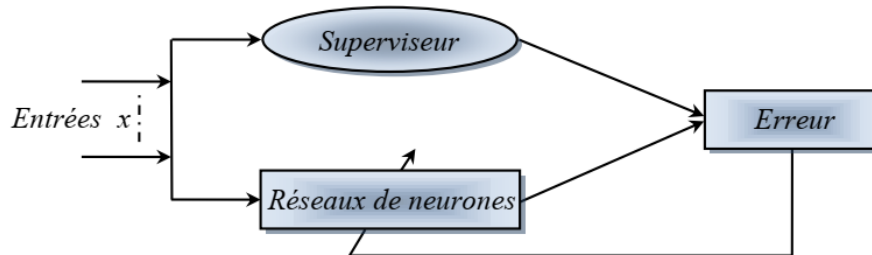


Figure.III.17 : Illustration de l'apprentissage supervisé.

III.4.4.2. Apprentissage non supervisé

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier les poids des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie [42]. Pour ce type d'apprentissage, les règles les plus utilisées sont celles de Hebb et Kohonen.

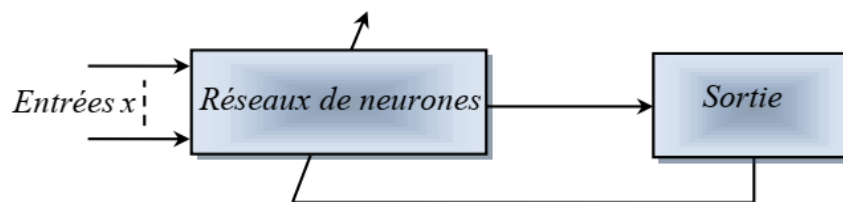


Figure.III.18 : Illustration de l'apprentissage non supervisé.

III.4.4.3. Apprentissage auto-supervisé

Le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un «expert». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui le

Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

faite, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte [43].

III.4.5. Règles d'apprentissage des réseaux de neurones

Dans les systèmes experts, les connaissances de l'expert ont une forme énumérée; elles sont exprimées sous forme de règles. Dans le cas des réseaux de neurones, les connaissances ont une forme distribuée : elles sont codées dans les poids des connexions, la topologie du réseau, les fonctions de transfert de chaque neurone, le seuil de ces fonctions et la méthode d'apprentissage utilisée. Il existe un certain nombre de méthodes d'apprentissage [44]:

III.4.5.1. Règle de Hebb

C'est la méthode d'apprentissage la plus ancienne (1949), elle est inspirée de la biologie. Elle traduit le renforcement des connexions liant deux neurones activés. Si un des deux neurones au moins n'est pas activé, le poids de la connexion n'est pas modifié [44].

La loi de Hebb s'applique aux connexions entre neurones. Elle s'exprime de la façon suivante: «Si deux cellules sont activées en même temps, alors la force de la connexion augmente». La modification des poids dépend de l'activation des neurones présynaptiques et post synaptique, ainsi comme le montre le Tableau III.4. x_i et x_j sont respectivement les valeurs d'activation des neurones i et j , ∂w_{ij} (dérivée partielle du poids) correspond à la modification de poids réalisée [44].

x_i	x_j	∂w_{ij}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	+

i : Le neurone amont.

j : Le neurone aval.

∂w_{ij} : Le poids de la connexion.

Tableau.III.4 : La loi de Hebb.

III.4.5.2. Règle de Rosenblat

L'apprentissage du Perceptron de F. Rosenblatt (1958) est un apprentissage supervisé qui se fait par correction d'erreur. Il consiste à présenter au réseau une série d'exemples à apprendre, puis à minimiser l'erreur entre la sortie désirée S et la sortie effectivement obtenue Y [42].

L'algorithme d'apprentissage est le suivant [45]:

- Présenter au réseau un exemple (E, S) ;
- Calculer la sortie obtenue : $Y_j = \sum_i e_i w_{ij}$;
- Pour chaque neurone, calculer : $w_{ij}^{t+1} = w_{ij}^t + u \cdot (S_j - Y_j)$;

Avec :

w_{ij} : Poids de la connexion entre le neurone i et le neurone j .

S_j : Sortie désirée pour le neurone j .

Y_j : Sortie obtenue pour le neurone j .

u : Coefficient représentant la vitesse d'apprentissage.

t : Temps.

III.4.5.3. Règle de Widrow-Hoff

La règle de Widrow-Hoff (règle de delta) est une méthode de minimisation de l'erreur entre la sortie réelle et la sortie désirée. Cette règle est généralement utilisée dans le cas d'apprentissage supervisé. Donc les fonctions d'activations sont des neurones linéaires. Elle converge vers la solution des moindres carrés qui minimise la fonction d'erreur E . Son but est de faire évoluer le réseau vers le minimum de sa fonction d'erreur (erreur commise sur l'ensemble des exemples). Elle est utilisée dans le modèle de l'ADALINE (ADAPtive LINear Element). L'apprentissage est réalisé par itération (les poids sont modifiés après chaque exemple présenté), et on obtient le poids à l'instant $t + 1$ par la formule [46] :

$$W(t + 1) = W(t) + n \cdot (T - O) \cdot E \quad (\text{III.9})$$

Avec :

W : Est le poids;

T : La sortie théorique;

O : La sortie réelle;

E : L'entrée;

n : Un coefficient d'apprentissage (entre 0 et 1) que l'on peut diminuer au cours de l'apprentissage.

III.4.5.4. Règle de rétro-propagation du gradient de l'erreur

L'apprentissage par rétro-propagation est une généralisation de la règle de WidrowHoff, il consiste à présenter au réseau un vecteur d'entrées, de procéder au calcul de la sortie par propagation à travers les couches, de la couche d'entrées vers la couche de sortie passant par les couches cachées. Cette sortie obtenue est comparée à la sortie désirée, une erreur est alors obtenue. A partir de cette erreur, est calculé le gradient de l'erreur qui est à son tour propagé de la couche de sortie vers la couche d'entrée, d'où le terme de rétro-propagation. Cela permet la modification des poids du réseau et donc l'apprentissage. L'opération est répétée pour chaque vecteur d'entrée et cela jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit vérifié [42][49].

III.4.6. Différents modèles des réseaux de neurones

III.4.6.1. Modèle de Perceptron

Présenté par Frank Rosenblatt, en 1958, le Perceptron est le premier modèle et la forme la plus simple du réseau de neurones [35]. Deux types de Perceptron sont distingués:

III.4.6.1.1. Le Perceptron simple (monocouche)

Le perceptron se compose de deux couches: la couche d'entrée et la couche de sortie qui donne la réponse correspondant à la stimulation présente en entrée. Les cellules de la première couche répondent en oui/non. La réponse «oui» correspond à une valeur «1» et la réponse «non» correspond à une valeur «0» à la sortie du neurone.

Les cellules d'entrée sont reliées aux cellules de sortie grâce à des synapses d'intensité variable. L'apprentissage du perceptron s'effectue en modifiant l'intensité de ces synapses. Les cellules de sortie évaluent l'intensité de la stimulation en provenance des cellules de la première couche en effectuant la somme des intensités des cellules actives [42]. Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables [47] [49].

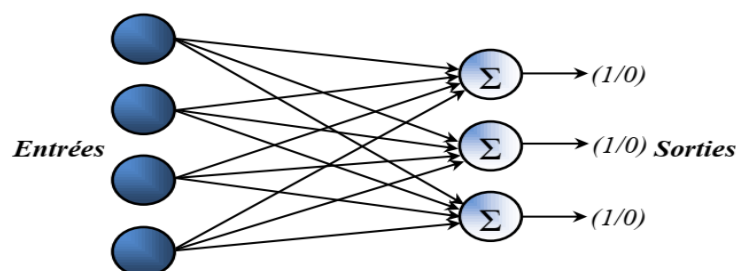


Figure.III.19 : Modèle d'un perceptron simple.

III.4.6.1.2. Le Perceptron multicouches (PMC)

C'est une extension du Perceptron monocouche, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie [47]. La figure (Fig. III.19) donne l'exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée représente toujours une couche virtuelle associée aux entrées du système. Elle ne contient aucun neurone. Les couches suivantes sont des couches de neurones. Dans l'exemple illustre, il y a trois entrées, quatre neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur la deuxième couche cachée et quatre neurones sur la couche de sortie. Les sorties des neurones de la dernière couche correspondent toujours aux sorties du système.

Dans le cas général, un Perceptron multicouche peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones (ou d'entrées) par couche également quelconque [42].

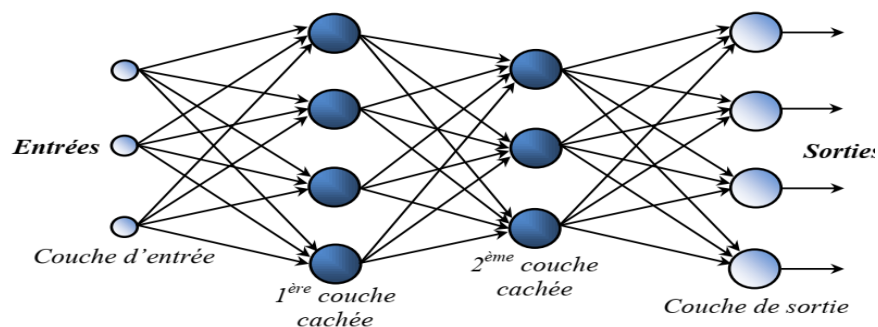


Figure.III.20 : Modèle de perceptron multicouches.

III.4.6.2. Modèle de Hopfield

Le modèle de Hopfield, présenté par la figure (Fig. III.20), a été proposé en 1982. C'est un réseau récurrent dont les cellules sont complètement interconnectées, il n'y a plus la notion de couche comme dans le perceptron. Les neurones sont à sorties binaires (à deux états -1 et 1 ou 0 et 1), dont la loi d'apprentissage est la règle de Hebb [35].

III.4.6.3. Modèle de Kohonen

Ce modèle a été présenté par T. Kohonen en 1982, en se basant sur des constatations biologiques. Il a pour objectif de présenter des données complexes et appartenant

Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

énéralement à un espace discret de grandes dimensions dont la topologie est limitée à une ou deux imensions. Les cartes de Kohonen sont réalisées à partir d'un réseau à deux couches, une en entrée et une en sortie. Notons que les neurones de la couche d'entrée sont entièrement connectés à la couche de sortie [48] [49](Fig. III.2) :

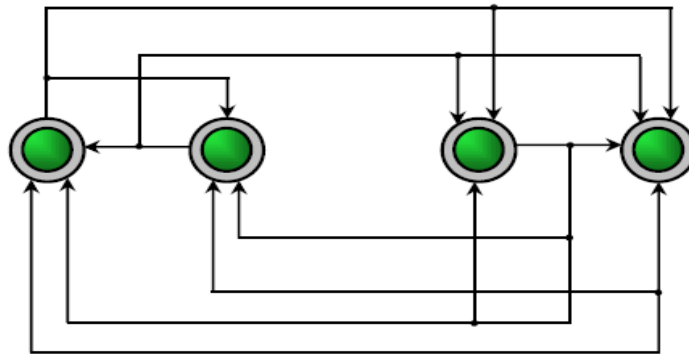


Figure .III.21 : Modele de Hopfield.

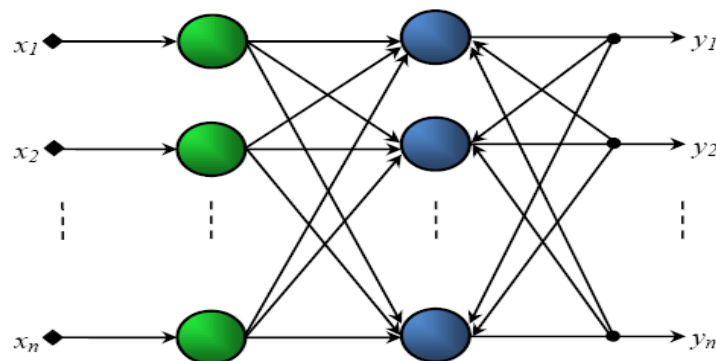


Figure.III.22 : Modele de Kohonen.

III.4.6.4. Modèle ADALINE

Le modèle ADALINE (Adaptative Linear Element) de Widrow et Hoff (1960) est un réseau à trois couches: une d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie. Ce modèle est similaire au modèle de Perceptron, seule la loi d'apprentissage et la fonction d'activation change, mais elle reste toujours linéaire. Le modèle ADALINE sera, par la suite, le modèle de base des réseaux de neurones multicouches [41].

III. 4.7. Application des RNA pour le réglage de la vitesse de la MASDE

Le diagramme de simulation est similaire à celui présenté dans la figure (Figure.II.4), en remplaçant uniquement le régulateur classique PI de la vitesse par un régulateur neuronal, les régulateurs de flux et du couple restent de type hystérésis.

La structure du réseau de neurone utilisé est montrée par la figure (Figure.III.22).

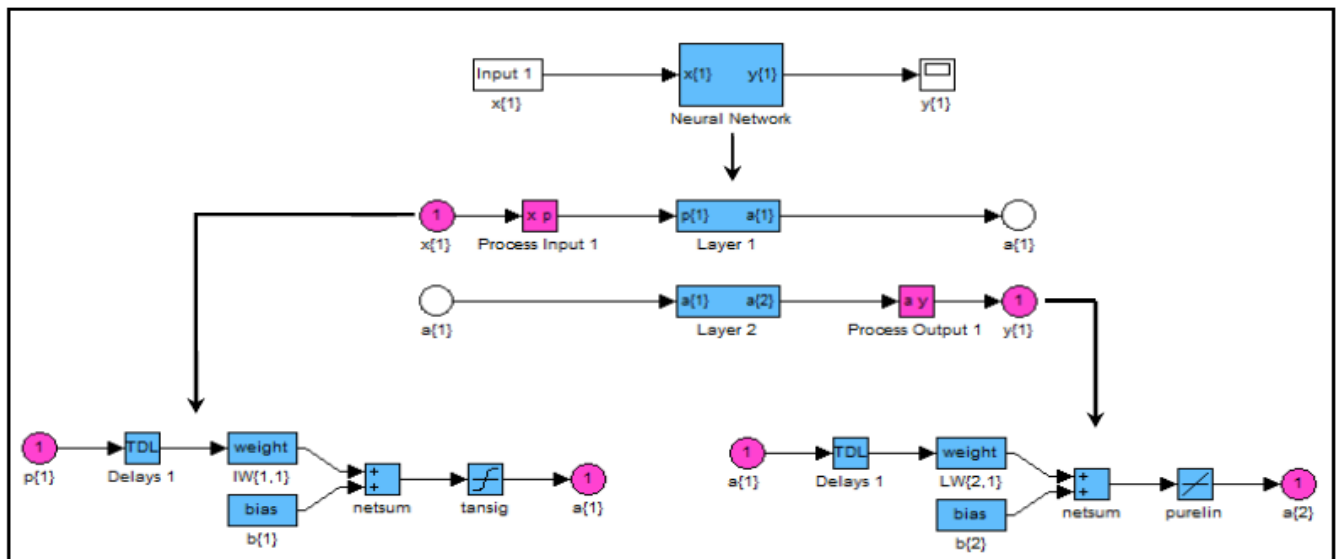


Figure. III.23 : Perceptron multicouches (PMC).

Il s'agit d'un Perceptron multicouche qui contient une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie, avec quatre entrées, un seul neurone sur la première couche cachée, un seul neurone sur la deuxième couche cachée et un seul neurone également sur la couche de sortie [14].

Les résultats de simulation obtenus par trois tests sont présentés par les figures (III.24), (III.25), et (III.26).

III.5. Résultats de simulation:

Test1 : Variation de la charge

$$C_r = [7, 14] \text{ N.m à } t=[2, 3.5] \text{ s, } W_{ma} = 300 \text{ rad/s}$$

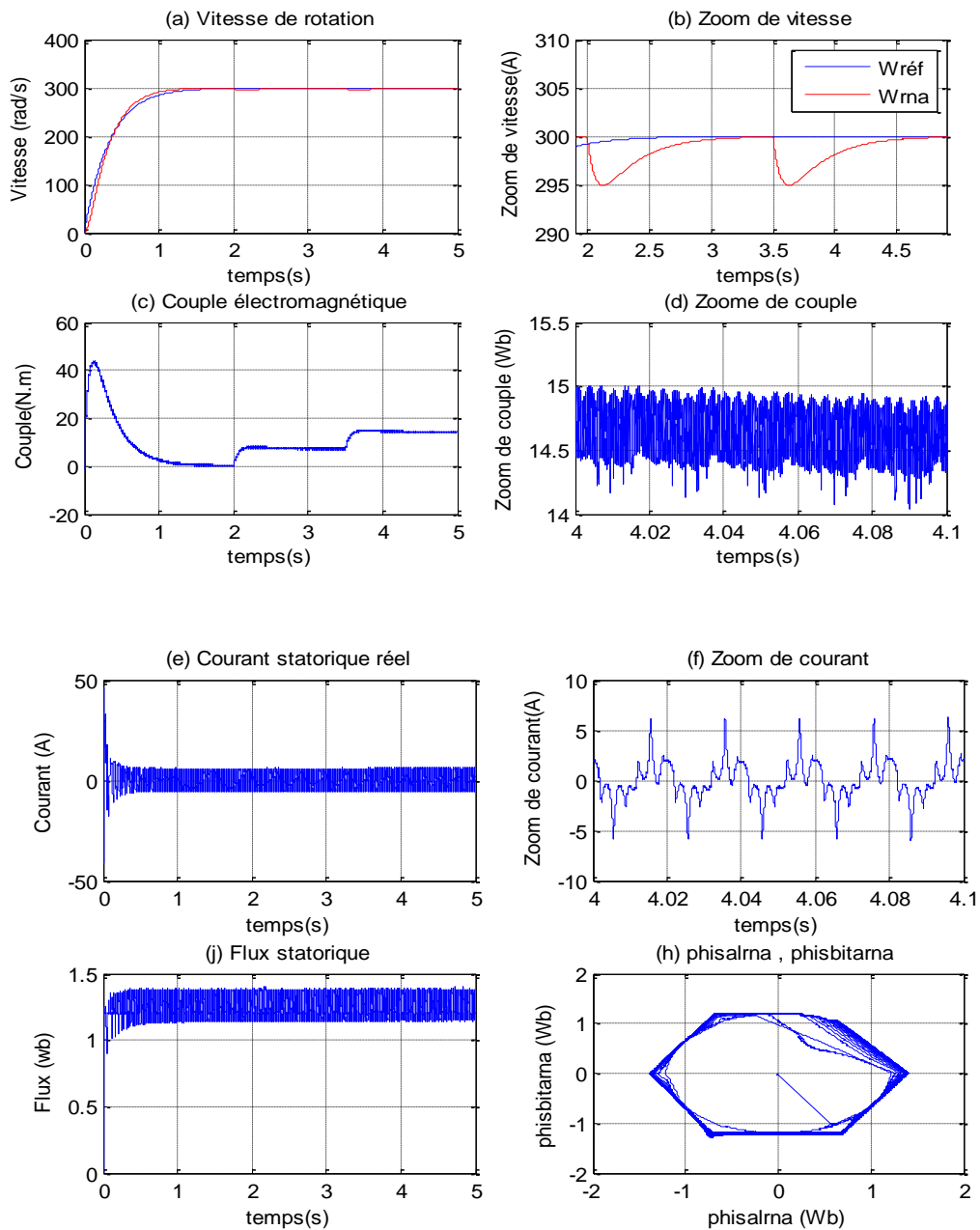


Figure.III.24 : Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage neuronal de la charge $C_r = [7, 14] \text{ N.m}$.

Test2 : Variation de la vitesse

$W_{ma} = [300, 200, 100]$ rad/s à $t = [2, 3.5]$ s ; $C_r = 14$ N.m ; $R_{s1,s2} = R_s$

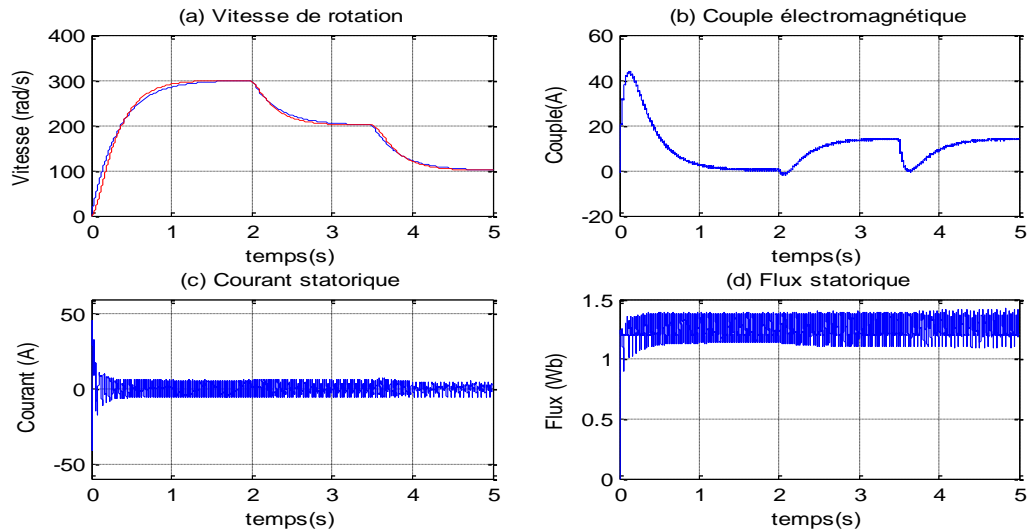


Figure.III.25 : Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage neuronale de la vitesse $W_{ma} = [300, 200, 100]$ rad/s.

Test3: Variation de la résistance statorique

$R_{s1,s2} = R_s$, $W_{ma} = 300$ rad/s, $C_e = 14$ N.m à $t=[2, 3.5]$ s.

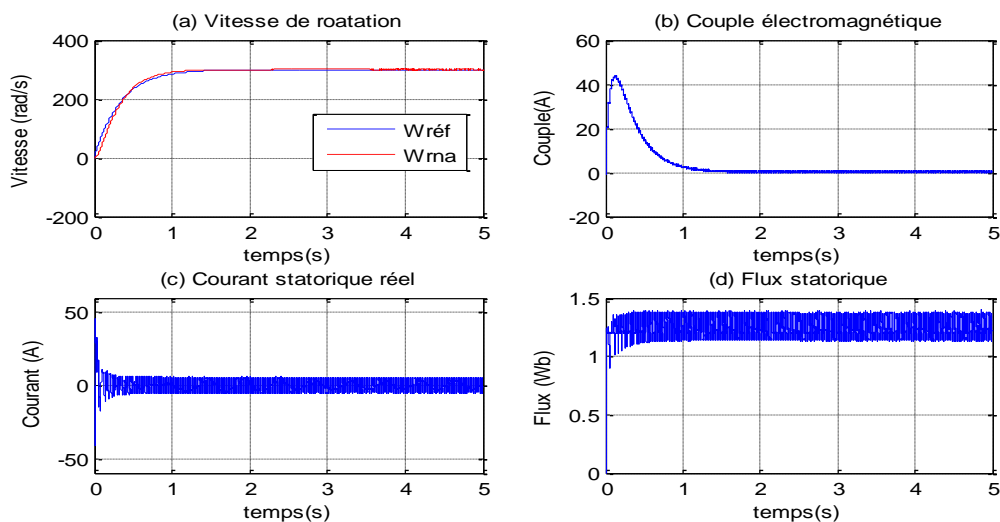


Figure.III.26 : Commande directe du couple DTC de la MASDE avec réglage neuronale de la résistance statorique.

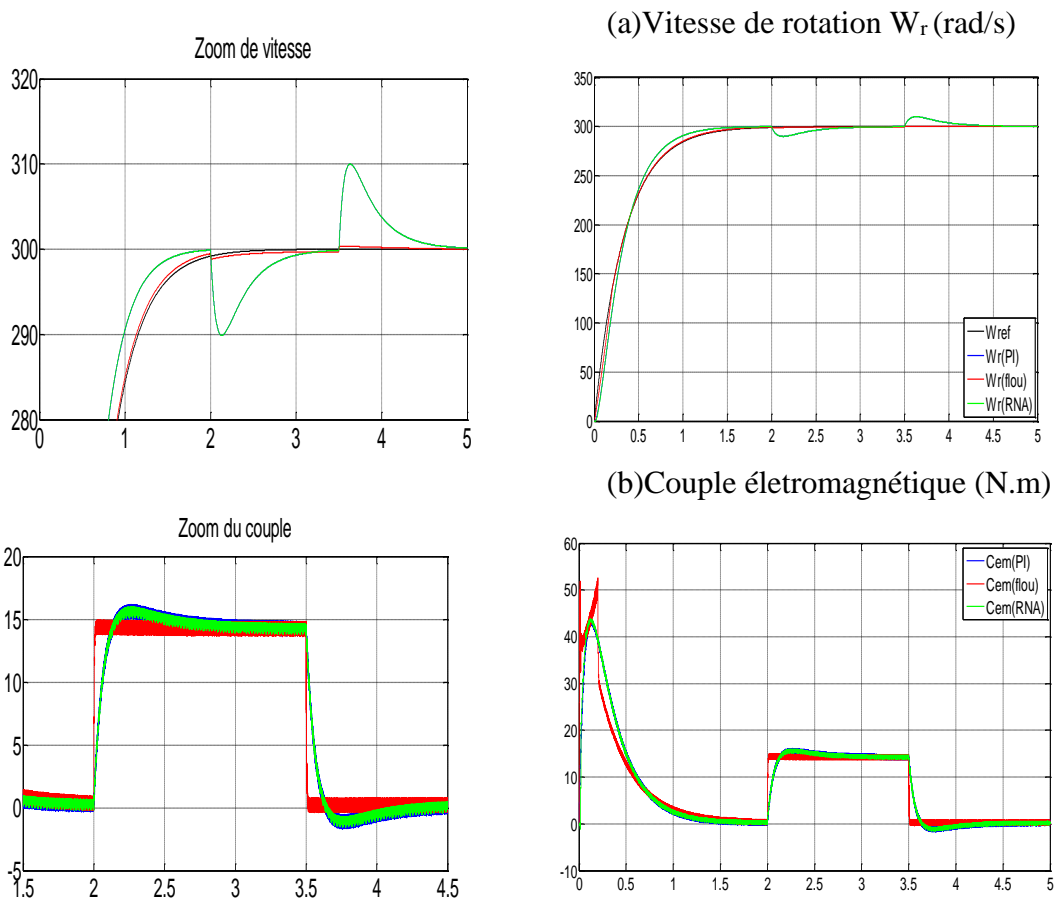
Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

Le réglage par les réseaux de neurones artificiels qui on été fait par trois tests de robustesse, telle que : la variation de la charge figure(III.24), la variation de la vitesse figure(III.25), et la figure (III.26) porte des dépassements remarquables par apport au réglage classique à base d'un PI-flou. Il nous permet d'avoir des réponses avec dépassement important créer de perturbation dans notre machine MASDE.

III. 6 Etude comparative

Dans le but de connaître la meilleure technique de commande de la MASDE, une étude comparative est indispensable entre les trois commandes précédemment (dtc-PI classique, dtc-flou, et dtc-neuronale). La figure suivante présenté la comparaison entre elles :

Le test : $W_r = 300\text{rad/s}$; $C_r = 14\text{N.m}$ à l'instant $t = [2, 3.5]\text{s}$.



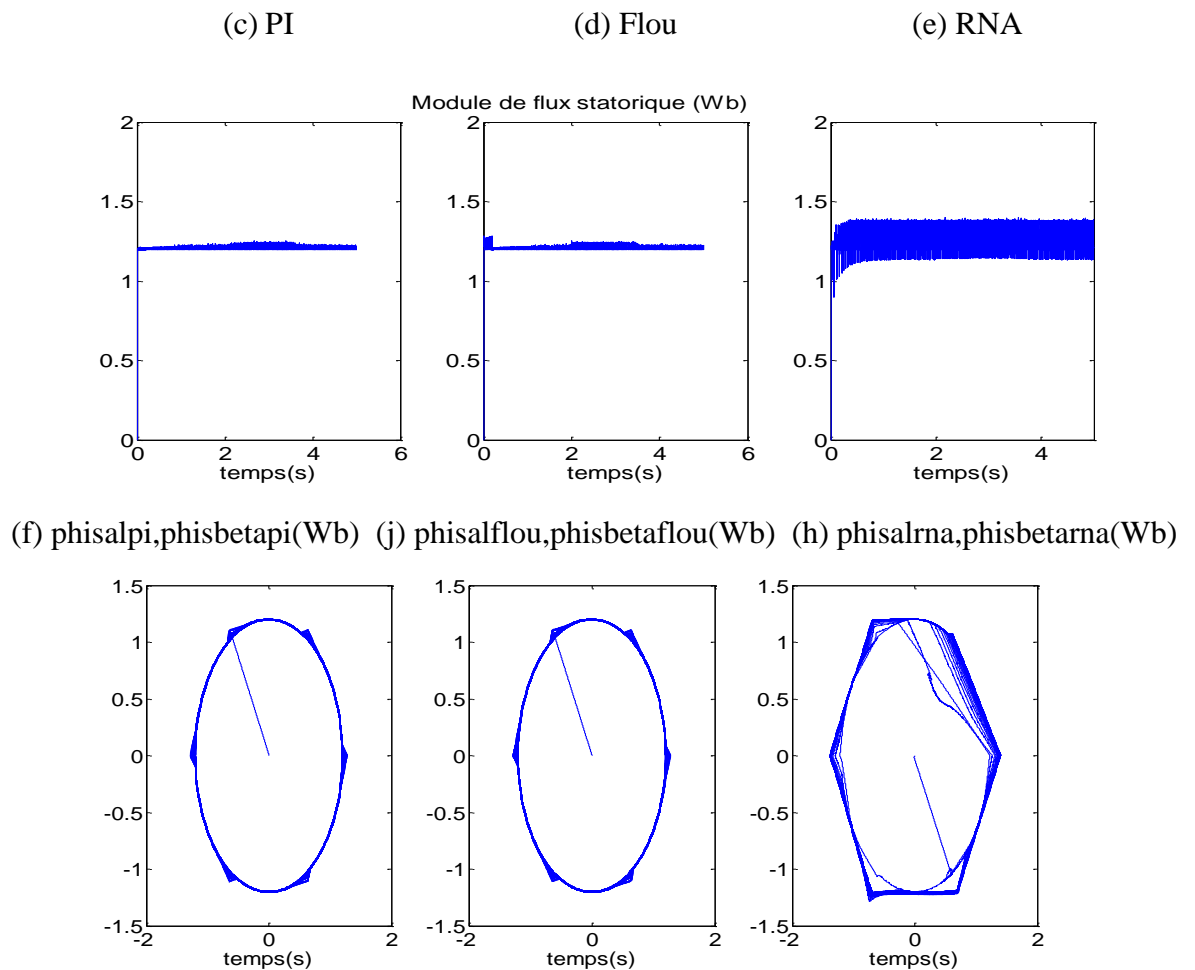


Figure.III.27 : Comparaison au niveau d'application d'une charge $C_r=14N.m$.

Interprétation

La figure (III.27.b) montre que la dtc-flou suit bien la référence rapidement à l'instant d'application de la charge (le couple suivre le couple résistant) entre $t = 2s$ et $t = 3.5s$, par contre le dtc-PI et dtc-rna représentent des dépassement remarquable. D'un autre coté, on remarque que la dynamique des composantes du flux statoriques (Figures .III.27.c.d.e) n'est pas affectée par l'application de la charge (suit bien sa référence $phis = 1.2Wb$), mais il ya un autre remarque sur les figures (III.27.f.j) la bande est mince par contre l'autre figure (III.27.h) qui épais.

Chapitre III Réglage de la vitesse par les Techniques de l'intelligence artificielle

La vitesse, figure (III.27.a) atteint sa référence sans dépassement $W_r(\text{PI})$ et $W_r(\text{flou})$ dans les deux commandes dtc-PI et dtc-flou, par contre la commande dtc-RNA fait des perturbations entre $t = 2\text{s}$ et $t = 3.5\text{s}$ ($W_r(\text{RNA})$ diminue vers la valeur 290rad/s , puis vers la valeur 310rad/s).

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté quelques techniques de commande de la vitesse de la MASDE: la commande à base d'un régulateur classique PI, la commande par la logique flou, et la commande par des réseaux de neurones artificiels RNA. La comparaison entre les résultats de simulation, nous à montré que le réglage par logique flou est bon et robuste par apport le PI.

Conclusion Générale

Ce travail est établi pour la commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension commandés par une MLI, d'où on a choisit la commande direct de couple (DTC) du régulateur classique PI, puis la régulation par la logique floue et les réseaux de neurone artificielle (RNA).

Les différents types de machines multiphasées, leurs classifications selon le nombre des phases statorique, leurs avantages (segmentation de puissance, minimisation des ondulations de couple et de pertes rotoriques, la fiabilité), et leurs inconvénients, avec le domaine d'application dans l'industrie ont été présentés.

Pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE, nous avons appliqué la transformation de PARK, cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, les résultats de simulations obtenues montrent bien que le système non paramétrique (non sensible à la variation de la résistance rotorique). Dans notre projet on a appliqué la commande DTC avec un régulateur PI, par trois tests de robustesses puis on a changé le PI classique par la logique floue et le RNA.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande DTC à base d'un régulateur par les techniques de l'intelligence artificielle à été appliquée. Le réglage de la vitesse par la variation de la charge (couple électromagnétique) rend la commande de la MASDE robuste.

Les résultats de simulations obtenus avec la DTC à base de la technique de l'intelligence artificielle : la logique floue est très bonnes (rapides, stables, et robustes) par apport le RNA dans les mêmes conditions. Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspective :

- ✚ Le réglage du régulateur RNA pour obtenir des résultats précis et très bons.
- ✚ L'inconvénient majeure de la technique de la logique flou est le manque des directives précises pour la conception d'un régulateur floue (c'est difficile pour trouver le gain de régulateur qui donne les meilleurs résultats), c'est une difficulté dans le domaine de la commande de la MASDE.

Annexe

Les paramètres de la machine [4] :

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ KW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 6,5 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0662 \text{ H}$
Coefficient de frottement	$F = 0 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paire de pôles	$p = 1$
La vitesse nominale	$\omega_s = 314 \text{ rad/s}$

Références Bibliographiques

- [1] R. Sadouni, « Commande direct du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à deux onduleurs multiniveaux en cascade avec un redresseur à MLI piloté par DPC », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 28/09/2017.
- [2] M. Hachelaf, « Commande Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Double Etoile sans Capteur Mécanique par les Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi – Bel - Abbes, 05/10/2017.
- [3] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes », thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [4] F. Berrabah, « Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 23/02/2016.
- [5] D. Hadiouche, « Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure », Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1, 20 Décembre 2001.
- [6] G. K. Singh, « Multi-Phase Inductance Machine Derive research _ a Survey, Electrical Power System Research », PP.139- 47, Vol.61, 2002.
- [7] H. Reza .P. N, Pooya D, S. Abbas, « A Novel Structure for Vector Control of Symmetrical-Six-Phase Induction Machines With Three Current Sensors », ETASR – Engineering Technology End Applied Science Research, Vol. 1, No. 2, 2011, 23-29.
- [8] B. FATIMA, « Contribution à la Modélisation et à la Commande de la Machine Asynchrone, Application au Diagnostic des Défauts Statoriques », Thèse de Doctorat en Sciences, Université Constantine 1, 2014.
- [9] M. Bouziane, « Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel, Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2014.
- [10] E. Merabet, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [11] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques », Editeur : Ellipses Marketing, Date de parution : 24/05/11.
- [12] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, « Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators », CIP 07 4ème Conférence.
- [13] Y. Djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un

- système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2015.
- [14] R.Sadouni, A. Meroufel, « Performances comparative study of fieldoriented control (FOC) and direct torque control (DTC) of dual three phase induction motor (DTPIM) », International journal of circuits, systems and signal processing, Issue 2, Vol.6, 2012.
- [15] K. LAROUSSE, « Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction », Thèse de Doctorat de l'université de Boumerdes, Algérie, 2013.
- [16] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile », Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
- [17] Z. L. BOUDJEMAA, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou », Mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2009.
- [18] L. BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, Janvier 1999.
- [19] A. BENTAALLAH, « Linéarisation entrée sortie et réglage flou d'une machine asynchrone avec pilotage vectoriel et observateur à mode glissant », Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2005.
- [20] K. HOUACINE, « Commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique », Thèse de Doctorat de l'université de Tizi-Ouzou, Algérie, Juin 2016.
- [21] Wei WU, « Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique Application au réglage dynamique des paramètres d'un système », Thèse de Doctorat de l'université de Lille 1, France, Décembre 1998.
- [22] Y. ELBIA et L. MOKRANI, « Commande floue-génétique de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », Journal of Engineering and Science Technology, Vol.1, N°1, Avril 2011.
- [23] Y. ELBIA, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie, juin 2009.
- [24] S. KERMICHE, « Modélisation et commande d'un robot par méthodes intelligentes », Thèse de Doctorat de l'université d'Annaba, Algérie, 2006.
- [25] I. BENDAAS, « Contribution à la commande hybride par mode glissant floue appliquée à un moteur à induction. Apport des techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Avril 2016.

- [26] N. BELHAOUCHET, « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées. Application: Amélioration de la qualité de l'énergie », Thèse de Doctorat de l'université de Sétif, Algérie, Juillet 2011.
- [27] A. CHAIBA, « Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Juillet 2010.
- [28] S. BOUHAFNA, « Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurone, Mémoire de magister, Université de Batna, 16/11/2013.
- [29] E.GAUTHIER, « Utilisation des réseaux de neurones artificiels pour la commande d'un véhicule autonome », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, Janvier 1999.
- [30] W. S. MCCULLOCH, W. PITTS, « A logical calculus of ideas immanent in nervous activity», Bulletin of Mathematical Biophysics, Vol.5, 1943: 115-133.
- [31] A.M.ARCKER, « Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance», Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.
- [32] P.BORNE, M.BENREJEB, J.HAGGEGE, « Les réseaux de neurones présentation et applications », Editions Technip, Paris, 2007.
- [33] G. BUREL, « Réseaux de neurones en traitement d'images: des modèles théoriques aux applications industrielles », Thèse de Doctorat de l'université de Bretagne Occidentale, France, décembre 1991.
- [34]] M.R. ZEMOURI, « Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la e-maintenance », Thèse de Doctorat de l'université de Franche-Comté, France, Novembre 2003.
- [35] E. BENYOUSSEF, « Commande directe du couple flou et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2015.
- [36] M. BENYAHIA, « Approche neuro-génétique pour le problème du dispatching économique environnemental », Thèse de Doctorat de l'université des sciences et de la technologie d'Oran, Algérie, Juillet 2012.
- [37] F. KHODJA, « Conception d'un système intelligent à base de réseaux de neurones artificiels pour l'étude de la dynamique des streamers à la surface des polymères », Mémoire de Magister de l'Université de Laghouat, Algérie, Octobre 2011.
- [38] Y. DJERIRI, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un

- système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, Novembre 2015.
- [39] R. GHAYOULA, « Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones », Thèse de Doctorat de l'université de Tunis El Manar, Tunisie, Décembre 2008.
- [40] P. CHEYNET, « Etude de la robustesse du contrôle intelligent face aux fautes induites par les radiations », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, France, Mai 1999.
- [41] C. TOUZET, « Les réseaux de neurones artificiels introduction au connexionnisme cours, exercices et travaux pratiques », Juillet 1992.
- [42] O. ASSAS, « Classification floue des images », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, Décembre 2013.
- [43] A. LOUKRIZ, « Optimisation de la modélisation et de la commande d'un système photovoltaïque par les techniques d'intelligence artificielle », Mémoire de Magister de l'Université de M'sila, Algérie, Décembre 2014.
- [44] M. SAHRAOUI, « Contrôle robuste des systèmes non linéaires par les approches de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université d'Oran1, Algérie, 2016.
- [45] M. BENALI YUCEF, « Commande d'un convertisseur matriciel triphasé par réseaux de neurones: entraînement d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister de l'Université de Chlef, Algérie, Mars 2012.
- [46] R. MAHADOU, « Diagnostic industriel par neuro-flou: application à un système de production », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Mars 2008.
- [47] D. DJARAH, « Application des réseaux de neurones pour la gestion d'un système de perception pour un robot mobile d'intérieur », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [48] T. KOHONEN, « Self-organized formation of topologically correct feature maps », *Biological Cybernetics*, Springer, Vol.43, 59-69, 1982.
- [49] B. OMAR FETHI, « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux », Mémoire de Magister En vue d'obtention du diplôme de magister en Électrotechnique, USTO – 2013.

Résumé :

Dans les applications des puissances élevées, tel que les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, les compresseurs, les moulins du ciment, etc...les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la machine asynchrone double étoile(MASDE). Cette mémoire, présente en premier lieu l'état de l'art et la modélisation de la MASDE alimentée en tension avec la simulation. Application de la commande directe du couple (DTC) a base d'un régulateur classique PI par des trois tests, la DTC présente plusieurs avantages significatifs: simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision. En fin, nous avons fait appel à des autres régulateurs dit le régulateur flou (PIflou) et le régulateur neuronale (PIrna), puis on fait la comparaison quel est la régulateur de vitesse robuste.

Mots clés : Machine asynchrone double étoile (MASDE), onduleur de tension à deux niveaux, modulation de largeur d'impulsion (MLI), commande direct de couple (DTC), logique floue, réseaux de neurone artificielle (RNA).

ملخص :

في تطبيقات الطاقة العالية ، مثل المولدات المتزامنة لتوليد طاقة عالية مقارنةً بالمولدات التقليدية والضواغط والطواحين الأسمنتية ... تستخدم الآلات متعددة المراحل بشكل متزايد لأسباب الموثوقية والتجزئة القوة. أحد أكثر الأمثلة شيوعاً على الآلات متعددة المراحل هو آلة النجمة المزدوجة غير المتزامنة (MASDE). تقدم هذه الذاكرة أولاً وقبل كل شيء أحدث طراز ونموذج MASDE مزوداً بجهد مع المحاكاة. من خلال تطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) بناءً على منظم PI تقليدي من خلال ثلاثة اختبارات ، تتمتع DTC بالعديد من المزايا المهمة: البساطة وسهولة التنفيذ ، المتانة ، الديناميات العالية ، الدقة. أخيراً ، استخدمنا منظمات تنظيمية أخرى تسمى منظم الضبابية (PIflou) والمنظم العصبي (PIrna) ، ثم نجري المقارنة وهي إعادة ضبط منظم السرعة.

الكلمات المفتاح : آلة النجمة المزدوجة غير المتزامنة، مستويي الجهد المعاكس ، تعديل عرض النبضة، التحكم المباشر في عزم الدوران، منطق غامض، الشبكات العصبية الاصطناعية.

Abstract:

In high energy applications, such as synchronous generators for high-power generation compared to conventional generators, compressors and cement plants ... Multifunction machines are increasingly used for reasons of reliability and dissipation of energy. power. One of the most common examples of multi-stage machines is the double-star asynchronous machine (MASDE). This memory presents before all the last model and the last model of MASDE with a simulation effort. Through the application of traditional PI-based live torque control (DTC) across three tests, DTC has many important advantages: simplicity and ease of implementation, durability, high dynamics and accuracy. Finally, we used other regulators called PIflou and PIrna, and then we compared cruise control.

Key words:

Double star asynchronous machine, two-level voltage inverter, pulse width modulation, Direct Torque Control, logique floue, réseaux de neurone artificielle (RNA).