



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة غرداية

N° d'enregistrement  
/...../...../...../.....

Université de Ghardaïa

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

قسم الآلية و الكهروميكانيك

Département d'automatique et électromécanique

## Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine: Sciences et Technologies

Filière : Automatique

Spécialité: Automatique et Systèmes

## Thème

**Etude comparative des performances entre les régulateurs:  
PI, FL, SM, FSM pour le réglage de la vitesse d'une MASDE  
commandée par la technique FOC**

Soutenue publiquement le...../...../.....

Par

**BAOUCHI Hammou  
DAGHOR Slimane**

Devant le jury composé de:

BOUREGHDA Skander	MAA	Univ.Ghardaia	Examineur
DJELLOULI Tahar	MAA	Univ.Ghardaia	Examineur
SADOUNI Radhwane	MCA	Univ.Ghardaia	Encadreur

Année universitaire 2020 /2021

---

---

## Remerciements

---

---

*Tout d'abord nous rendons grâce à Dieu, lui qui nous a permis d'être bien portant afin d'effectuer ce travail du début jusqu'à la fin.*

*Nous remercions nos parents respectifs pour leurs soutiens durant notre parcours de formation.*

*Nous remercions également notre encadreur, Monsieur **Radhwane SADOUNI** qui nous a guidés avec ses orientations, ses conseils et ses critiques tout au long de ce travail en nous laissant la liberté dont on avait besoins. On ne peut que lui être reconnaissant surtout pour ses qualités intellectuelles et humaines.*

*Nos remerciements vont aussi aux membres du jury, pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer ce modeste travail.*

*Enfin, nous sommes reconnaissants envers tous les enseignants de la faculté des Sciences et de la Technologie pour leur contribution à notre formation, et également à nos camarades, amis, frères et sœurs pour leurs aides précieuses.*

---

---

---

---

## *Dédicaces*

---

---

### Je Dédie ce mémoire à :

Mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien tout au long de mes études.

Et ce travail est un hommage à mon grand-père *Baali* et ma grand-mère *Lalla* qui nous as quitté pendant mon parcours universitaire, que dieu les reçois dans son vaste paradis.

Et mes chers amis *Hammou MACHETTE* et *Slimane DAGHOR*

Mes chers amis de loin ou de prés, pour leur encouragements permanant et leur soutien moral.

Je vous Remercie tous



**BAOUCHI Hammou**

### Je Dédie ce mémoire à :

Je dédie cet humble travail à mon père et à ma mère qui leur doivent tout le mérite de ce que j'ai atteint aujourd'hui pour tous mes proches, ami *MACHETTE Hammou* et mon binôme *BAOUCHI Hammou* et frères qui sont pour moi un exemple de diligence, de persévérance et de tous ceux qui m'aiment et aiment.

Je vous Remercie tous



**DAGHOR Slimane**

---

---

## TABLE DES MATIERES

<b>Liste figures</b> .....	I
<b>Liste des symboles</b> .....	IV
<b>Notations</b> .....	VII
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>I. Modélisation de la MASDE</b>	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Description.....	4
I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....	4
I.4. Applications de la Machine asynchrone double étoile.....	5
I.5. Avantages de la MASDE.....	6
I.6. Inconvénients de la MASDE.....	6
I.7. Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	6
I.7.1. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.7.2. Modèle triphasé de la MASDE.....	6
I.7.2.1. Equations électriques.....	6
I.7.2.2. Equations magnétiques.....	8
I.7.2.3. Equation mécanique.....	10
I.7.3. Modèle biphasé de Park .....	10
I.7.3.1. Transformation de base de Park.....	10
I.7.3.2. Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q).....	12
I.7.4. Choix du référentiel.....	12
I.7.4.1. Référentiel lié au stator.....	12
I.7.4.2. Référentiel lié au rotor.....	12
I.7.4.3. Référentiel lié au champ tournant.....	13
I.7.5. Equations matricielles de la machine avec transformation de Park.....	13
I.7.5.1. Equations des tensions.....	14
I.7.5.2. Equations magnétiques.....	15
I.7.5.3. Equation mécanique.....	16
I.8. Mise sous forme d'équation d'état.....	17
I.9. Simulation et Interprétation des résultats.....	19
I.10. Conclusion.....	22
<b>II. Alimentation de la MASDE</b>	
II.1. Introduction.....	24
II.2. Modélisation de l'alimentation de la machine .....	24
II.2.1. Modélisation du redresseur .....	25
II.2.2. Modélisation du filtre .....	26
II.2.3. Modélisation de l'onduleur.....	27
II.3. Commande par modulation sinus-triangle.....	28
II.3.1. Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension.....	30

II.4. Simulation numérique .....	31
II.5. Résultats de simulation .....	32
II.6. Conclusion.....	33
<b>III. Commande vectorielle de La MASDE</b>	
III.1. Introduction.....	35
III.2. Principe de la commande vectorielle.....	35
III.3. Procédé d'orientation de flux.....	36
III.3.1. Méthode de la commande vectorielle.....	37
III.3.1.1. Méthode de commande directe.....	37
III.3.1.2. Méthode de commande indirecte.....	37
III.4. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	37
III.5. Identification des paramètres des régulateurs PI.....	39
III.5.1. Bloc de défluxage.....	42
III.5.2. Identification des paramètres du régulateur de vitesse .....	43
III.5.3. Résultats de simulation .....	44
III.5.4. Interprétations des résultats .....	45
III.5.5. Tests de robustesse .....	46
III.5.6. Résultats de simulation .....	46
III.5.7. Interprétations des résultats .....	48
III.6. Conclusion.....	48
<b>IV. réglage de la vitesse de la MASDE par les régulateurs: FL, SM, FSM</b>	
Introduction .....	50
<b>IV.1. Commande par logique floue (PI Floue).....</b>	<b>51</b>
IV.1.1. Structure d'un réglage par logique floue.....	51
IV.1.2. Structure d'un régulateur floue.....	52
Fuzzification.....	52
IV.1.2.1. Moteur d'inférence floue .....	53
IV.1.2.1.1. Méthode d'inférence Max-Min.....	53
IV.1.2.1.2. Méthode d'inférence Max-Prod.....	53
IV.1.2.1.3. Méthode d'inférence Somme-Prod.....	53
IV.1.2.2. Base de connaissances.....	53
IV.1.2.2.1. La base de données.....	54
IV.1.2.2.2. La base des règles floues.....	54
IV.1.2.3. Défuzzification.....	54
IV.1.2.3.1. La méthode du maximum.....	54
IV.1.2.3.2. La méthode de la moyenne pondérée.....	54
IV.1.2.3.3. La méthode du centre de gravité .....	54
IV.1.3. Différent types de régulateurs flous.....	55
IV.1.3.1. Régulateur flou de type Mamdani .....	55
IV.1.3.2. Régulateur flou de type Takagi-Sugeno (T-S).....	55
IV.1.4. Avantages et Inconvénients du réglage par logique floue .....	55
IV.1.4.1. Les Avantages .....	55
IV.1.4.2. Les Inconvénients.....	56
IV.1.5. Commande de la MASDE par logique floue .....	56
IV.1.5.1. Le régulateur de la vitesse .....	56
IV.1.5.2. Fuzzification .....	57
IV.1.5.3. Méthode d'inférence .....	57
IV.1.5.4. Mécanisme d'inférence .....	58

IV.1.5.5.	Défuzzification .....	59
IV.1.5.6.	Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse .....	59
IV.1.6.	Réglage de vitesse de la MASDE par un contrôleur flou .....	59
IV.1.7.	Simulation et interprétation des résultats .....	60
IV.1.8.	Tests de robustesse.....	61
IV.1.8.1.	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique .....	61
IV.1.8.2.	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie .....	62
<b>IV.2.</b>	<b>Commande par mode glissant de la MASDE.....</b>	<b>63</b>
IV.2.1.	Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable.....	63
IV.2.2.	Conception de l'algorithme de commande par mode de glissant.....	64
IV.2.2.1.	Choix des surfaces de glissant.....	64
IV.2.2.2.	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	64
IV.2.2.3.	Détermination de la loi de commande .....	65
IV.2.3.	Réglage de la vitesse par mode glissant .....	67
IV.2.3.1.	Surface de régulation de la vitesse .....	67
IV.2.3.2.	Détermination des paramètres de la commande.....	68
IV.2.3.3.	Commande équivalente.....	68
IV.2.3.4.	Commande non linéaire de type discontinue.....	68
IV.2.3.5.	Choix de fonction de commutation.....	68
IV.2.3.6.	Application.....	68
IV.2.4.	Simulation et interprétation des résultats.....	69
<b>IV.3.</b>	<b>Commande floue-glissant de la MASDE .....</b>	<b>71</b>
IV.3.1.	Conception d'une commande floue-glissant .....	71
IV.3.1.1.	Fuzzification.....	71
IV.3.1.2.	Défuzzification.....	72
IV.3.1.3.	Choix des fonctions d'appartenances .....	72
IV.3.1.4.	Inférences floues .....	72
IV.3.2.	Loi de commande pour le régulateur flou-glissant .....	73
IV.3.3.	Schéma de commande de la MASDE .....	74
IV.3.4.	Résultats de simulation et interprétation.....	75
IV.3.5.	Comparaison de l'effet Chattering.....	76
IV.4.	Conclusion.....	78

## Conclusion Générale

Conclusion générale .....	80
---------------------------	----

### Liste des symboles

### Notations

### Introduction générale

## Liste des figures

<b>Figure</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
<b><i>Chapitre I : Modélisation de la MASDE</i></b>		
<b><i>Figure I.1</i></b>	Représentation schématique des enroulement de la MASDE	5
<b><i>Figure I.2</i></b>	Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases	6
<b><i>Figure I.3</i></b>	Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	12
<b><i>Figure I.4</i></b>	Le schéma bloc Simulink de la Machine asynchrone double étoile alimenté directement par le réseau.	20
<b><i>Figure I.5</i></b>	Performances de la MASDE avec application d'une charge à l'instant 3s	21
<b><i>Chapitre II : Alimentation de la MASDE</i></b>		
<b><i>Figure II.1</i></b>	Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.	24
<b><i>Figure II.2</i></b>	Représentation du redresseur triphasé à diodes.	25
<b><i>Figure II.3</i></b>	Représentation de la Tension redressée.	26
<b><i>Figure II.4</i></b>	Filtre RLC passe-bas.	26
<b><i>Figure II.5</i></b>	Onduleur triphasé à 2 niveaux	27
<b><i>Figure II.6</i></b>	principe de la commande MLI	29
<b><i>Figure II.7</i></b>	Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension	30
<b><i>Figure II.8</i></b>	Schéma bloc de simulation	31
<b><i>Figure II.9</i></b>	Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension avec application d'une charge à $t=4s$	32
<b><i>Chapitre III : Commande vectorielle</i></b>		
<b><i>Figure III.1</i></b>	principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE	36
<b><i>Figure III.2</i></b>	Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	37
<b><i>Figure III.3</i></b>	Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI	40
<b><i>Figure III.4</i></b>	Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques	41
<b><i>Figure III.5</i></b>	Représentation schématique du bloc de découplage FOC	41
<b><i>Figure III.6</i></b>	Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE sans réglage de vitesse.	42

<b>Figure III.7</b>	Schéma de défluxage	42
<b>Figure III.8</b>	Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse par la méthode indirect	43
<b>Figure III.9</b>	Bloc de régulation de la vitesse.	43
<b>Figure III.10</b>	Réglage de la vitesse par la méthode indirect avec application d'une charge $C_r : 14 \text{ N.m}$ à l'instante $t = 2\text{s}$	44
<b>Figure III.11</b>	Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2\text{s}$ .	45
<b>Figure III.12</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie ( $J=2J_n$ à partir $t=1\text{s}$ ).	47
<b>Figure III.13</b>	Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique d'inertie ( $R=2R_n$ à partir de $t=1\text{s}$ ).	47
<b>Chapitre IV : Réglage de la vitesse de la MASDE par les régulateurs: FL, SM, FSM</b>		
<b>Figure IV.1</b>	Structure d'un réglage par logique floue	52
<b>Figure IV.2</b>	Structure de base d'un régulateur flou.	52
<b>Figure IV.3</b>	Exemple de fuzzification.	53
<b>Figure IV.4</b>	Architecture d'une commande floue	56
<b>Figure IV.5</b>	Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.	57
<b>Figure IV.6</b>	Matrice d'inférence des règles floues.	58
<b>Figure IV.7</b>	Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.	60
<b>Figure IV.8</b>	Performances de la MASDE sous la commande floue	60
<b>Figure IV.9</b>	Performances de la MASDE sous la commande PI-floue (Inversion du sens de rotation).	61
<b>Figure IV.10</b>	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de Résistance rotorique	62
<b>Figure IV.11</b>	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J	63
<b>Figure IV.12</b>	Modes de fonctionnement dans le plan de phase	63
<b>Figure IV.13</b>	Fonction signe (non linéarité tout ou rien)	66
<b>Figure IV.14</b>	Phénomène de broutement	67
<b>Figure IV.15</b>	Fonction de saturation ( $\epsilon > 0$ et petit)	67
<b>Figure IV.16</b>	Schéma bloc réglage de la vitesse par mode glissement	69

---

<b>Figure IV.17</b>	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par Mode glissement, suivi de l'application d'une charge à l'instante $t=1.5$ s	70
<b>Figure IV.18</b>	Architecture d'une commande flou-glissant	71
<b>Figure IV.19</b>	Les fonctions d'appartenance du contrôleur floue.	72
<b>Figure IV.20</b>	La table d'inférence.	73
<b>Figure IV.21</b>	Structure de réglage par un régulateur Flou-glissant de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile.	74
<b>Figure IV.22</b>	Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors de l'introduction d'un couple de charge de ( $C_r= 14$ N.m) .à l'instant $t =1$ (s)	76
<b>Figure IV.23</b>	Comparaison de l'effet Chattering entre la commande par mode glissant et celle par le floue glissant.	76

## Liste des symboles

- $C_{em}$  : Couple électromagnétique (N.m)  
 $C_{em}^{max}$  : Couple électromagnétique maximal (N.m)  
 $C_r$  : Couple résistant (N.m)  
 $E$  : Tension continue (V)  
 $f_s$  : Fréquence statorique  
 $f_{ref}$  : Fréquence de la tension de référence (Hz)  
 $f_p$  : Fréquence de la porteuse (Hz)  
 $f$  : Fréquence du réseau (Hz)  
 $I_a$  : Courant d'induit de la MCC (A)  
 $I_f$  : Courant d'excitation de la MCC(A)  
 $i_{a,b,cr}$  : Courants triphasées rotorique (A)  
 $i_{a,b,cs1,2}$  : Courants triphasées statoriques (étoiles 1et 2) (A)  
 $i_{ds1}, i_{qs1}$  : Courant de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) (A)  
 $i_{ds2}, i_{qs2}$  : Courant de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) (A)  
 $i_{dr}, i_{qr}$  : Courant rotorique dans le référentielle de Park (d, q) (A)  
 $P$  : Nombre de paires de pôles  
 $p$  : Operateur de Laplace  
 $[i_{s1}], [i_{s2}], [i_r]$  : Vecteurs des courants statoriques et rotorique (A)  
 $J$  : Moment d'inertie (kg.m<sup>2</sup>)  
 $g$  : Le glissement  
 $K_f$  : Coefficient de frottement (Nms/rd)  
 $K_i$  : Gain integral  
 $K_p$  : Gain proportionnel  
 $K_{ps1,2}, K_{is1,2}$  : Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1et 2)  
 $K_{pv}, K_{iv}$  : Gain proportionnel et intégral du régulateur de vitesse  
 $L_{s1}$  : Inductance propre d'une phase de l'étoile 1 (H)  
 $L_{s2}$  : Inductance propre d'une phase de l'étoile 2 (H)  
 $L_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique stators-rotor (H)  
 $L_m$  : Inductance mutuelle cyclique étoile1-étoile2 et le rotor (H)

- $L_{ms}$  : Inductance mutuelle cyclique statorique (H)  
 $L_{mr}$  : Inductance mutuelle cyclique rotorique (H)  
 $L_r$  : Inductance propre d'une phase du rotor (H)  
 $m$  : Indice de modulation  
 $m_p$  : Nombre de phases statorique  
 $N$  : vitesse de rotation de la machine (tr/mn)  
 $N_s$  : Vitesse de synchronisme (tr/mn)  
 $q$  : Nombre d'encoche par pole et par phase  
 $R_s$  : Résistance électrique ( $\Omega$ )  
 $R_{s1}$  : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1 ( $\Omega$ )  
 $R_{s2}$  : Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2 ( $\Omega$ )  
 $R_r$  : Résistance d'une phase rotorique ramené ( $\Omega$ )  
 $r$  : Coefficient de réglage en tension  
 $t$  : temps (s)  
 $T_p$  : Période du signal de la porteuse (s)  
 $T$  : Constante de temps d'un système du premier ordre(s)  
 $t$  : (Exposant) transpose d'une matrice  
 $[U]$  : Vecteur de commande  
 $[I]$  : Vecteur d'état  
 $V_{a,b,cs1,2}$  : Tension triphasé statorique (étoile 1 et 2) (V)  
 $V_{ds1}, V_{qs1}$  : tension de l'étoile 1 dans le référentielle de Park (d,q) (V)  
 $V_{ds2}, V_{qs2}$  : tension de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d,q) (V)  
 $V_{dr}, V_{qr}$  : tension rotorique dans le référentielle de Park (d,q) (V)  
 $[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$  : Vecteur des tensions statoriques et rotorique (V)  
 $W_{mag}$  : Energie magnétique  
 $\alpha$  : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rd)  
 $\alpha_m$  : Angle mécanique de décalage entre les deux étoiles  
 $\Phi_{a,b,cr}$  : Flux triphasés rotorique (Wb)  
 $\Phi_{a,b,cs1,2}$  : Flux triphasés statorique (étoiles 1 et 2)  
 $\Phi_{s1d}, \Phi_{s1q}$  : flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) (Wb)  
 $\Phi_{s2d}, \Phi_{s2q}$  : flux de l'étoile 2 dans le référentielle de Park (d,q) (Wb)  
 $\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$  : Flux rotorique dans le référentielle de Park (d, q) (Wb)

$\Phi_s$  : Flux statorique selon (d, q) (Wb)

$[\Phi_s], [\Phi_r]$  : Vecteurs des flux statorique et rotorique (Wb)

$\Omega$ : vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)

$\omega_{coord}$ : vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasée par rapport au système d'axes triphasé (rd/s)

$\omega_{gl}$ : Pulsation électrique du glissement (rd/s)

$\Omega_n$ : vitesse mécanique de rotation du rotor nominal (rd/s)

$\omega_r$ : Pulsation électrique des grandeurs rotorique (rd/s)

$\omega_s$  : Pulsation électrique des grandeurs statorique (rd/s)

$\tau$ : Constante de temps d'un système de premier ordre (s)

$\tau_r$  : Constante de temps rotorique (s)

\*: grandeur de référence

$\theta$ : Position de l'axe d par rapport à l'étoile 1(rd)

$\theta_{gl}$  : Position de l'axe d par rapport un rotor (rd)

$\theta_r$  : Position du rotor par rapport à l'étoile 1(rd)

$\theta_{r-\alpha}$  : Position du rotor par rapport à l'étoile 2(rd)

$V^*$  : La dérivée de la fonction de Lyapunov

## NOTATIONS

**MASDE:** Machine Asynchrone Double Etoile

**FOC:** Field Oriented Control (Commande par Orientation de Flux)

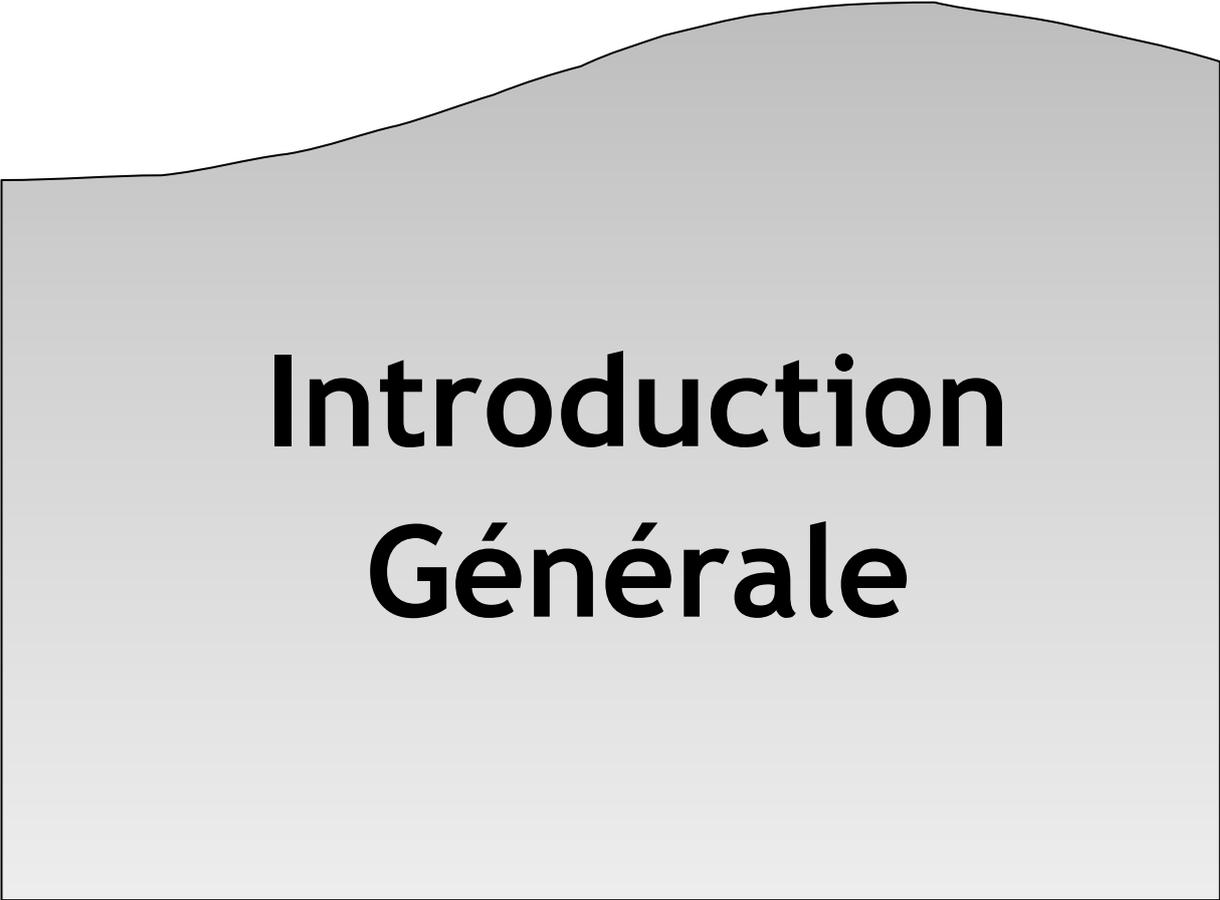
**PI:** Proportionnel Intégral.

**FLC:** Fuzzy Logic Controller

**SM:** Mode Glissant.

**FSM:** Floue Glissant.

**MLI:** Modulation par Largeur d'Impulsion.



# **Introduction Générale**

## INTRODUCTION GENERALE

L'objectif de ce mémoire est de commander une machine asynchrone non conventionnelle par la commande vectorielle, en utilisant plusieurs stratégies pour le réglage de la vitesse à savoir: le réglage classique (PI), flou, glissant et flou glissant (réglage hybride).

Durant ces dernières années, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans les entraînements électriques grâce à leurs simplicités de construction.

Pour des applications de forte puissance telles que les systèmes de production de l'énergie éolienne, les compresseurs, les pompes les bateaux et les trains ...etc, il est nécessaire de segmenter la puissance. L'une des solutions est d'utiliser des machines polyphasées (nombre de phase supérieur à 3).

L'exemple le plus courant des machines polyphasées c'est bien la machine asynchrone double étoile (dite aussi double stator) MASDE. C'est une machine hexaphasée qui comporte deux stators alimentés par deux onduleurs de tension triphasés.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres comme suit:

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE. Après une description de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, second lieu le modèle biphasé basée sur la transformation de Park.

Dans le deuxième chapitre nous présentons l'alimentation de la machine via un deux onduleurs triphasés à commande MLI. Des résultats de simulation avec interprétations sont présentés à la fin du chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE sans et avec réglage de la vitesse, dont on va donner un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes.

Le dernier chapitre sera l'objet de l'application de différentes techniques de réglage avancées, à savoir: la logique floue, le mode glissant et le flou-glissant, pour le but d'améliorer les performances de réglage classique de la vitesse. Nous présentons à la fin les avantages

apportés par ces types de réglage, tout en exposant les résultats de l'ensemble des simulations et d'interprétations afin de montrer les performances.

Finally, a general conclusion will synthesize the most striking points of this work and summarize it in a general way.

# Chapitre I

**Modélisations de la  
machine asynchrone  
double étoile**

### I.1. Introduction

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier l'exemple le plus courant des machines multiphasées, la machine asynchrone double étoile (MASDE) [1].

Alors ce chapitre permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, ses applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser la machine en se basant sur la transformation de Park.

Des résultats de simulation de la machine alimentée directement par le réseau seront présentés à la fin du chapitre pour tester la validité du modèle élaboré.

### I.2. Description

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha = 30$  et d'un rotor à cage d'écureuil. La Figure I.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles  $\theta_r$  et  $(\theta_r - \alpha)$  représentent respectivement la position du rotor (phase  $a_r$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $a_{s1}$ ) et à l'étoile 2 (phase  $a_{s2}$ ). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [2].

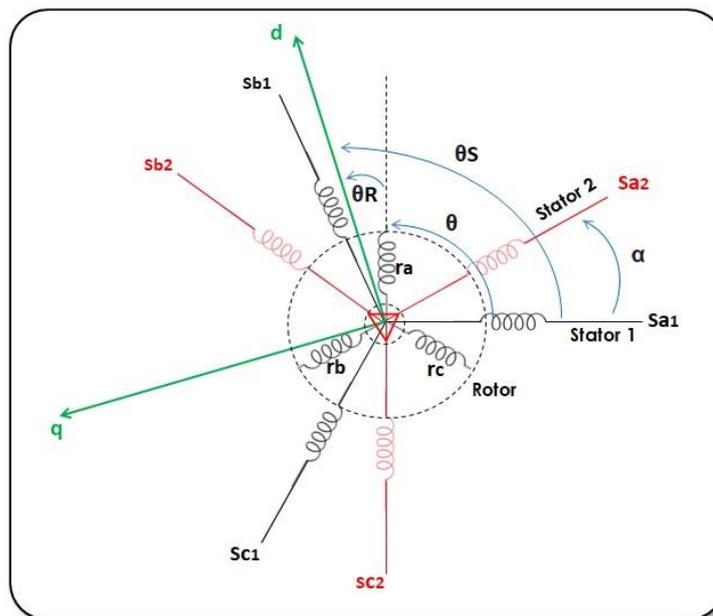


Figure I.1: Représentation schématique des enroulements de la MASDE [5]

### I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté

par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha = 30^\circ$ ). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « $f_c$ » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « $\omega_s$ », elle est définie comme suite: [2].

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad \text{I.1}$$

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ( $\omega_r < \omega_s$ ), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement:  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$  [3]. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad \text{I.2}$$

#### I.4. Applications de la Machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, ... etc. Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (Fig. I.2) [4].

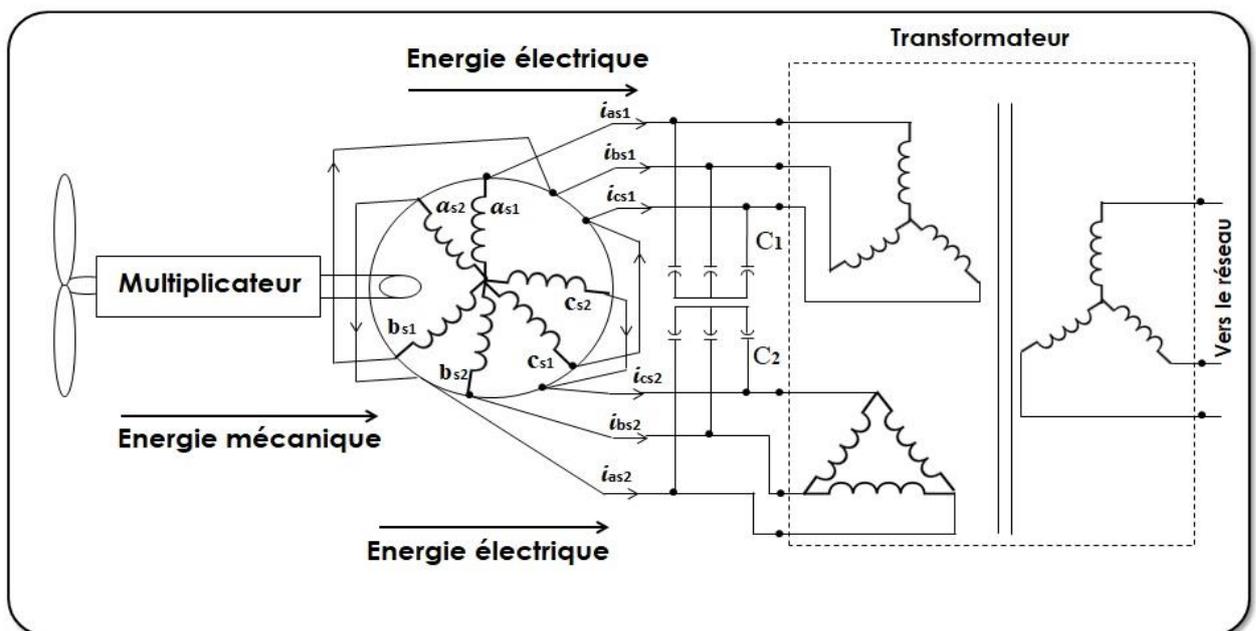


Figure I.2: Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases [5]

### **I.5. Avantages de la MASDE**

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [2]:

- Segmentation de puissance.
- Amélioration de la fiabilité.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

### **I.6. Inconvénients de la MASDE**

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que [1]:

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur de ce type des machines est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

### **I.7. Modélisation de la machine asynchrone double étoile**

#### **I.7.1. Hypothèses simplificatrices**

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes [6]:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant.
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétiques.
- Les résistances ne varient pas avec la température.
- Effet de peau négligé.
- La machine est de constitution symétrique.

#### **I.7.2. Modèle triphasé de la MASDE**

##### **I.7.2.1. Equations électriques**

En appliquant les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations électriques du

stator 1, du stator 2 et du rotor peuvent être exprimées comme suit:

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d}{dt}\Phi_{as1} \\ V_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{bs1} \\ V_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d}{dt}\Phi_{cs1} \end{cases} \quad \text{I.3}$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} V_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d}{dt}\Phi_{as2} \\ V_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{bs2} \\ V_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d}{dt}\Phi_{cs2} \end{cases} \quad \text{I.4}$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ 0 = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ 0 = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad \text{I.5}$$

La forme matricielle peut être écrite comme suit:

$$\text{Pour l'étoile 1: } [V_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad \text{I.6}$$

$$\text{Pour l'étoile 2: } [V_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad \text{I.7}$$

$$\text{Pour le rotor: } [0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad \text{I.8}$$

Avec:

Matrice de tension:

$$[V_{s1}] = [V_{as1} V_{bs1} V_{cs1}]^t; [V_{s2}] = [V_{as2} V_{bs2} V_{cs2}]^t; [V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^t$$

Les résistances :

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

$R_{s1}$ : La résistance d'une phase statorique de la première étoile.

$R_{s1}$ : La résistance d'une phase statorique de la deuxième étoile.

$R_{s1}$ : Résistance d'une phase du rotor

Tel que:

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}; R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}; R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

Matrice de courant:

$$[i_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^t; [i_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^t; [i_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^t$$

Matrice de flux:

$$[\Phi_{s1}] = [\Phi_{as1} \Phi_{bs1} \Phi_{cs1}]^t; [\Phi_{s2}] = [\Phi_{as2} \Phi_{bs2} \Phi_{cs2}]^t; [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \Phi_{br} \Phi_{cr}]^t$$

### I.7.2.2. Equations magnétiques

La représentation matricielle des flux statoriques et rotoriques pour les deux étoiles en fonction des courants sont donnée par:

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

L'écriture matricielle des flux statoriques et rotorique en fonction des courants:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad I.9$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \\ \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms}\cos(\alpha) & L_{ms}\cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms}\cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms}\cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms}\cos(\alpha) & L_{ms}\cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms}\cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms}\cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms}\cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr}\cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr}\cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr}\cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

### Energie magnétique:

Elle peut être calculée à partir de l'expression:

$$W_{\text{mag}} = \frac{1}{2} \{ [i_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [i_r]^t [\Phi_r] \} \quad \text{I.10}$$

### Couple électromagnétique :

Il est obtenu par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique:

$$C_{\text{em}} = \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \theta_m} = p \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \theta_e} \quad \text{I.11}$$

Avec:

$p$ : Nombre de pair de pole.

$\partial\theta_m$ : Angle mécanique.

$\partial\theta_e$ : Angle électrique.

Donc l'expression du couple électromagnétique sera comme suit:

$$C_{em} = p \left\{ [i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}]^t + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}]^t \right\} \quad I.12$$

### I.7.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est la solution de l'équation fondamentale de rotation du rotor qui est décrite par les relations suivantes:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad I.13$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad I.14$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad I.15$$

Avec:

$\Omega$ : Vitesse de rotation de la machine.

$C_{em}$ : Couple électromagnétique.

$C_r$ : Couple résistant (couple de charge).

$K_f$ : Coefficient de frottement.

$J$ : Moment d'inertie.

## I.7.3. Modèle biphasé de Park

### I.7.3.1. Transformation de base de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q), créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors du passage du système triphasé à celui biphasé ou inversement [7].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq).

Alors, on applique les transformations de passage de Park direct et inverse suivantes:

La matrice de Park en générale:

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

La matrice inverse de Park:

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

Sachant que:

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

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

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice du Park pour l'étoile 1:

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.16}$$

La matrice du Park pour l'étoile 2:

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{I.17}$$

La matrice du Park pour le rotor :

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

$[P(\theta_{s1})]$ : Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile1).

$[P(\theta_{s2})]$ : Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile2).

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



$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

### I.7.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel on a:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - p\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.

### I.7.5. Equations matricielles de la machine avec transformation de Park

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

Transformation des tensions:

$$[v_{s1p}] = [P(\theta_{s1})][v_{s1}]$$

$$[v_{s2p}] = [P(\theta_{s2})][v_{s2}]$$

$$[0] = [P(\theta_r)][v_r]$$

Transformation des courants

$$[i_{s1p}] = [P(\theta_{s1})][i_{s1}]$$

$$[i_{s2p}] = [P(\theta_{s2})][i_{s2}]$$

$$[i_r] = [P(\theta_r)][i_r]$$

Transformation des flux

$$[\Phi_{s1p}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{s1}]$$

$$[\Phi_{s2p}] = [P(\theta_{s2})][\Phi_{s2}]$$

$$[\Phi_r] = [P(\theta_r)][\Phi_r]$$

Avec:

$$\begin{aligned} [v_{s1p}] &= \begin{bmatrix} v_{s1d} \\ v_{s1q} \\ v_{s10} \end{bmatrix} & [v_{s2p}] &= \begin{bmatrix} v_{s2d} \\ v_{s2q} \\ v_{s20} \end{bmatrix} \\ [i_{s1p}] &= \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s10} \end{bmatrix} & [i_{s2p}] &= \begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \\ i_{s20} \end{bmatrix} & [i_{rp}] &= \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \\ [\Phi_{s1p}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s10} \end{bmatrix} & [\Phi_{s2p}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{s20} \end{bmatrix} & [\Phi_{rp}] &= \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{r0} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

### I.7.5.1. Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park.

$$\begin{aligned} [P(\theta_{s1})][v_{s1p}] &= [R_s][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \\ [P(\theta_{s2})][v_{s2p}] &= [R_s][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}]) \end{aligned} \quad \text{I.19}$$

$$0 = [R_r][P(\theta_r)][i_r] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\Phi_r])$$

En multipliant à gauche par  $[P(\theta_{s1})]^t$  :

$$\begin{aligned} [v_{s1p}] &= [R_s][i_{s1p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \left( \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}]) \right) \\ [v_{s2p}] &= [R_s][i_{s2p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \left( \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}]) \right) \\ 0 &= [R_r][i_r] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \left( \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\Phi_r]) \right) \end{aligned} \quad \text{I.20}$$

On pose:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$$

D'où le résultat final:

$$\begin{bmatrix} v_{s10} \\ v_{s1d} \\ v_{s1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s10} \\ i_{s1d} \\ i_{s1q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s10} \\ \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 \\ -\Phi_{s1d} \\ \Phi_{s1q} \end{bmatrix} \quad \text{I.21}$$

Ou encore en développant la matrice:

Avec la composante homolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \end{cases}$$

En adoptant le même raisonnement pour l'étoile 2 on aura les équations suivantes:

$$\begin{cases} v_{s2d} = R_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \end{cases}$$

En suivant la même démarche que pour les deux étoiles on aura les équations du rotor suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_{rd}i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega)\Phi_{rq} \\ 0 = R_{rq}i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega)\Phi_{rd} \end{cases}$$

Les équations des tensions définitives de la MASDE:

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1d} - \omega_s\Phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s1q} + \omega_s\Phi_{s1d} \\ v_{s2d} = R_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2d} - \omega_s\Phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\Phi_{s2q} + \omega_s\Phi_{s2d} \\ 0 = R_{rd}i_{rd} + \frac{d}{dt}\Phi_{rd} - (\omega_s - \omega)\Phi_{rq} \\ 0 = R_{rq}i_{rq} + \frac{d}{dt}\Phi_{rq} + (\omega_s - \omega)\Phi_{rd} \end{cases} \quad \text{I.22}$$

### I.7.5.2. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad \text{I.23}$$

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}][i_{s1}] + [L_{s1s2}][i_{s2}] + [L_{s1r}][i_r]$$

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}][i_{s1}] + [L_{s2s2}][i_{s2}] + [L_{s2r}][i_r]$$

$$[\Phi_r] = [L_{rs1}][i_{s1}] + [L_{rs2}][i_{s2}] + [L_{rr}][i_r]$$

Après la transformation des flux et des courants on aura:

$$[P(\theta_{s1})][\Phi_{s1p}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_{s2})][\Phi_{s2p}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

$$[P(\theta_r)][\Phi_{rp}] = [L_{rs1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{rs2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

En multipliant à gauche par:  $[P(\theta_{s1})]^{-1}, [P(\theta_{s2})]^{-1}, [P(\theta_r)]^{-1}$  on trouve:

$$\Phi_{s1d} = L_{s1}i_{s1d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{s1q} = L_{s1}i_{s1q} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{s2d} = L_{s2}i_{s2d} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{s2q} = L_{s2}i_{s2q} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

I.24

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{s1d} + i_{s2d} + i_{rd})$$

La forme matricielle est la suivante:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1d}] \\ [\Phi_{s2d}] \\ [\Phi_{rd}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1d}] \\ [i_{s2d}] \\ [i_{rd}] \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1q}] \\ [\Phi_{s2q}] \\ [\Phi_{rq}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1q}] \\ [i_{s2q}] \\ [i_{rq}] \end{bmatrix}$$

Avec:

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$ : Inductance propre cyclique de l'étoile 1 et 2.

$(L_r + L_m)$ : Inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{ms}$ : Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

### I.7.5.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega$$

I.25

$F_r$  : Coefficient de frottement.

$C_r$  : Couple résistant (couple de charge).

$j$  : Moment d'inertie.

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation.

### Puissance instantanée

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation. Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$P = [v_s]^t [i_s] = v_{sa1} i_{sa1} + v_{sb1} i_{sb1} + v_{sc1} i_{sc1} + v_{sa2} i_{sa2} + v_{sb2} i_{sb2} + v_{sc2} i_{sc2} \quad I.26$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P = v_{s1d} i_{s1d} + v_{s2d} i_{s2d} + v_{s1q} i_{s1q} + v_{s2q} i_{s2q} \quad I.27$$

En remplaçant les tensions ( $v_{s1d}, v_{s1q}, v_{s2d}, v_{s2q}$ ) par leurs expressions dans (I.27), on trouve:

$$P = \left[ R_{s1} (i_{s1d})^2 + R_{s2} (i_{s2d})^2 + R_{s1} (i_{s1q})^2 + R_{s2} (i_{s2q})^2 \right] + \left[ \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} i_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} i_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} i_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} i_{s2q} \right] + \left[ \omega_s (\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d}) \right] \quad I.28$$

L'expression (I.28) se compose de trois termes :

- Le premier terme entre crochets est identifiable aux pertes Joule.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

### Couple électromagnétique

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad I.29$$

$$P = \left[ \omega_s (\Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d}) \right]$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} \left[ \Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d} \right]$$

$$C_{em} = P \left[ \Phi_{s1d} i_{s1q} + \Phi_{s2d} i_{s2q} - \Phi_{s1q} i_{s1d} - \Phi_{s2q} i_{s2d} \right] \quad I.30$$

En remplaçant les équations des flux dans l'équation du couple on aura:

$$C_{em} = PL_m \left[ i_{rd} (i_{s1q} + i_{s2q}) - i_{rq} (i_{s1d} + i_{s2d}) \right] \quad I.31$$

Ou bien en faisant appel aux flux rotoriques:

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{s1d} + i_{s2d})$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{s1q} + i_{s2q})$$

On obtient:

$$i_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1d} + i_{s2d}) \quad I.32$$

$$i_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad I.33$$

En remplaçant ( $i_{rd}$ ) et ( $i_{rq}$ ) dans l'équation du couple, on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} \left[ \Phi_{rd} (i_{s1q} + i_{s2q}) - \Phi_{rq} (i_{s1d} + i_{s2d}) \right] \quad I.34$$

### I.8. Mise sous forme d'équation d'état

En remplaçant le système d'équation (I.24) dans le système d'équation (I.22) on aura:

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I] \quad \text{I.35}$$

Où :

$$[U] = [v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2} \ v_{dr} \ v_{qr}]^t: \text{Vecteur de commande ;}$$

$$[I] = [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ i_{dr} \ i_{qr}]^t: \text{Vecteur d'état ;}$$

$$[\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I] ;$$

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]: \text{représente la diagonale d'une matrice}$$

$$\begin{cases} v_{s1d} = (L_{s1} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s1d} + L_m \frac{d}{dt} i_{s2d} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} + R_{s1} i_{s1d} - \omega_s ((L_{s1} + L_m) i_{s1q} + L_m (i_{s2q} + i_{rq})) \\ v_{s1q} = (L_{s1} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s1q} + L_m \frac{d}{dt} i_{s2q} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} + R_{s1} i_{s1q} - \omega_s ((L_{s1} + L_m) i_{s1d} + L_m (i_{s2d} + i_{rd})) \\ v_{s2d} = (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s2d} + L_m \frac{d}{dt} i_{s1d} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} + R_{s2} i_{s2d} - \omega_s ((L_{s2} + L_m) i_{s2q} + L_m (i_{s2q} + i_{rq})) \\ v_{s2q} = (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s2q} + L_m \frac{d}{dt} i_{s1q} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} + R_{s2} i_{s2q} - \omega_s ((L_{s2} + L_m) i_{s2d} + L_m (i_{s2d} + i_{rd})) \\ 0 = (L_r + L_m) \frac{d}{dt} i_{rd} + L_m \left( \frac{d}{dt} i_{s1d} + \frac{d}{dt} i_{s2d} \right) + R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega) ((L_r + L_m) i_{rq} + L_m (i_{s1q} + i_{s2q})) \\ 0 = (L_r + L_m) \frac{d}{dt} i_{rq} + L_m \left( \frac{d}{dt} i_{s1q} + \frac{d}{dt} i_{s2q} \right) + R_r i_{rq} - (\omega_s - \omega) ((L_r + L_m) i_{rd} + L_m (i_{s1d} + i_{s2d})) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1}+L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1}+L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2}+L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2}+L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r+L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r+L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s(L_{s1}+L_m) & 0 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_s(L_{s1}+L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & (\omega_s - \omega) L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & (\omega_s - \omega) L_m & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega) L_m & 0 & (\omega_s - \omega) L_m & R_r & (\omega_s - \omega)(L_{s1} + L_m) \\ (\omega_s - \omega) L_m & (\omega_s - \omega) L_m & (\omega_s - \omega) L_m & 0 & (\omega_s - \omega)(L_{s1} + L_m) & R_r \end{bmatrix} \quad \text{I.36}$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_1 & -\omega_s(L_1 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_1 + L_m) & R_1 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_2 & -\omega_s(L_2 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_2 + L_m) & R_2 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### I.9. Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales, équilibrées et exprimées comme suit:

Pour l'étoile 1:

$$v_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t)$$

$$v_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$v_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Pour l'étoile 2:

$$v_{sa2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha)$$

I.37

$$v_{sb2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

I.38

$$v_{sc2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Avec:

$V_s$  : La valeur efficace de tension

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation

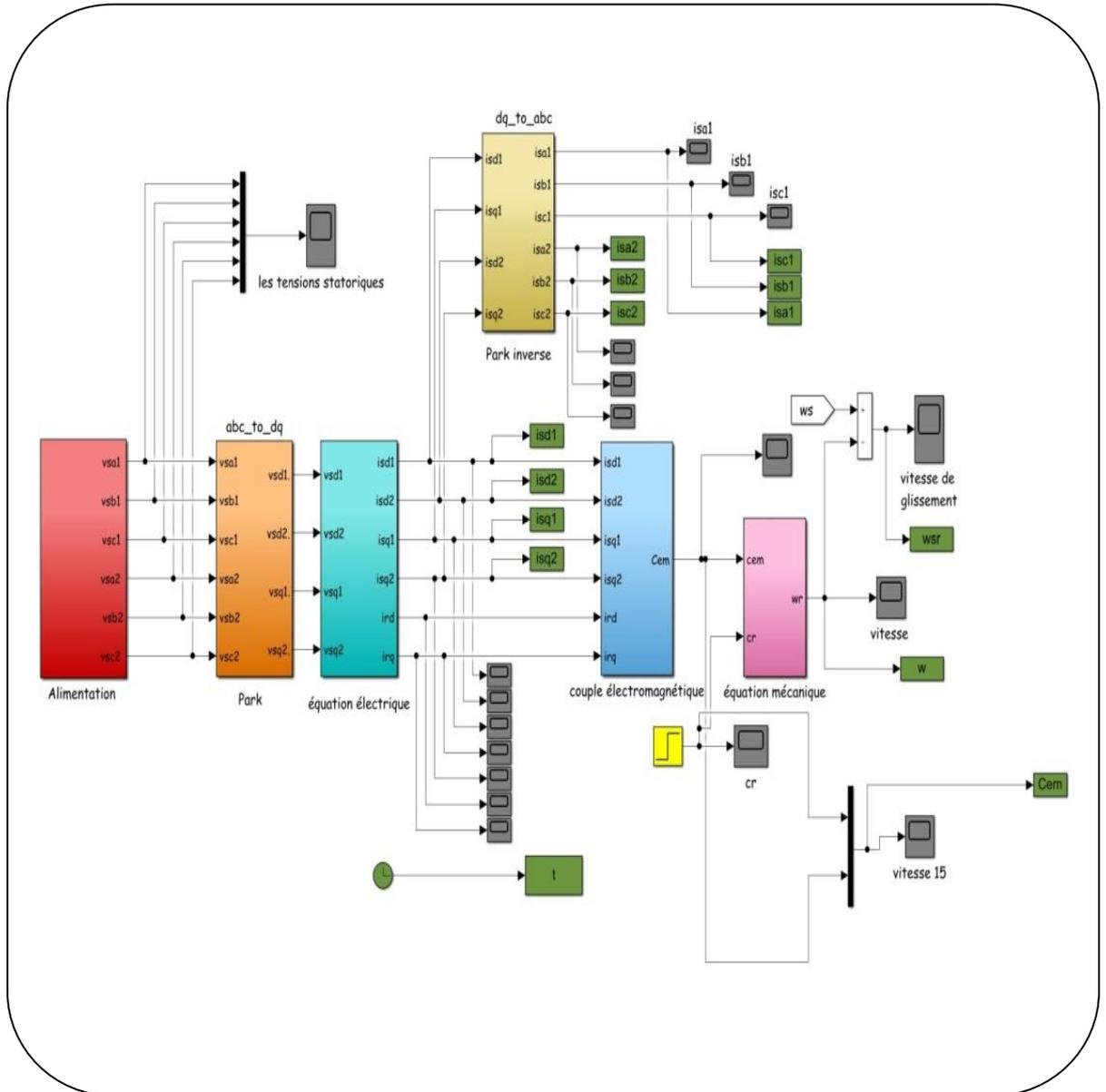
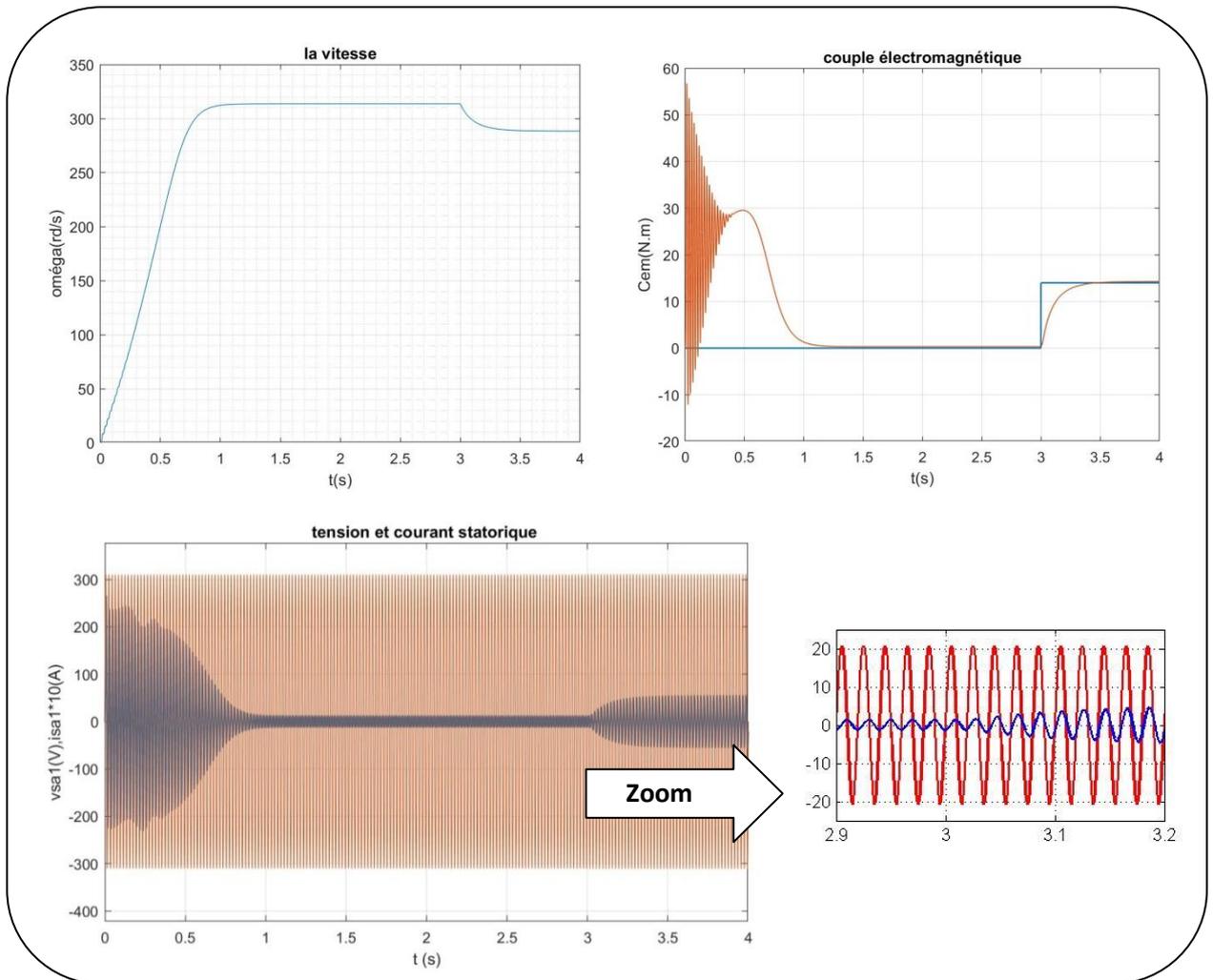


Figure I.1: Le schéma bloc Simulink de la Machine asynchrone double étoile alimenté directement par le réseau.

**Les résultats de simulation:**



**Figure I.2 : Performances de la MASDE avec application d'une charge à l'instant 3s**

La figure I.5 montre clairement que les résultats des simulations obtenus lors d'un démarrage à vide de la MASDE alimentée par deux systèmes triphasés de tensions (220 V / 50 Hz) suivi de l'application d'une charge de 14 Nm à l'instant  $t=3s$ .

- La vitesse de rotation passe aussi par un régime transitoire d'une durée d'une seconde qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse du synchronisme 314.15 rad/s. à l'instant  $t=3s$ , on a appliqué un couple résistant de 14 N.m, la vitesse du rotation chute jusqu'à atteindre la valeur 288.4 rad/s.

- Le couple électromagnétique du moteur passe par un régime transitoire pendant le démarrage à vide. Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 56.8 Nm. Cela est

nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur minimale très faible égale à 0.31 N.m (presque nulle) pour compenser les pertes par frottements.

Mais à l'instant  $t=3s$ , on applique une charge de 14 N.m, le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.30 N.m.

-La tension d'alimentation  $V_{as1}(V)$  et le courant statorique  $i_{as1}(A)$  sont presque en phase et de même signe, ce qui veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, C'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation (l'énergie active et réactive) de la source.

### **I.10. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile, cette modélisation est très importante pour l'analyse et la commande de la machine, en prenant en considération certaines hypothèses simplificatrices.

Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé, et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique.

Les résultats de simulation obtenus montrent la validité du modèle mathématique élaboré.

## **Chapitre II**

# **Alimentation de la MASDE**

## II.1. Introduction

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [8].

Dans ce chapitre, nous étudierons l'alimentation de la MASDE par l'intermédiaire des convertisseurs statiques à IGBT contrôlés par MLI. Nous présenterons en premier lieu le modèle de l'onduleur, ensuite la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Enfin, nous présenterons les résultats de simulation obtenus.

## II.2. Modélisation de l'alimentation de la machine

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, onduleur MLI figure (II.1).

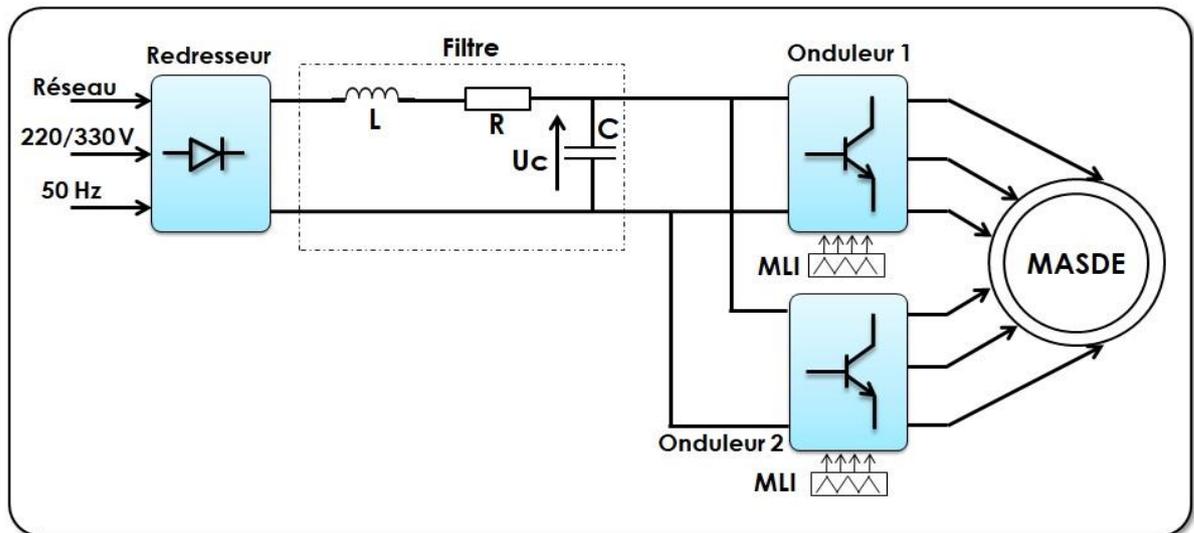


Figure II.1: Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande du convertisseur de fréquence. Ces caractéristiques sont [9] :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles [10].
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude constante [10].

### II.2.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [11].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes figure(II.2). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

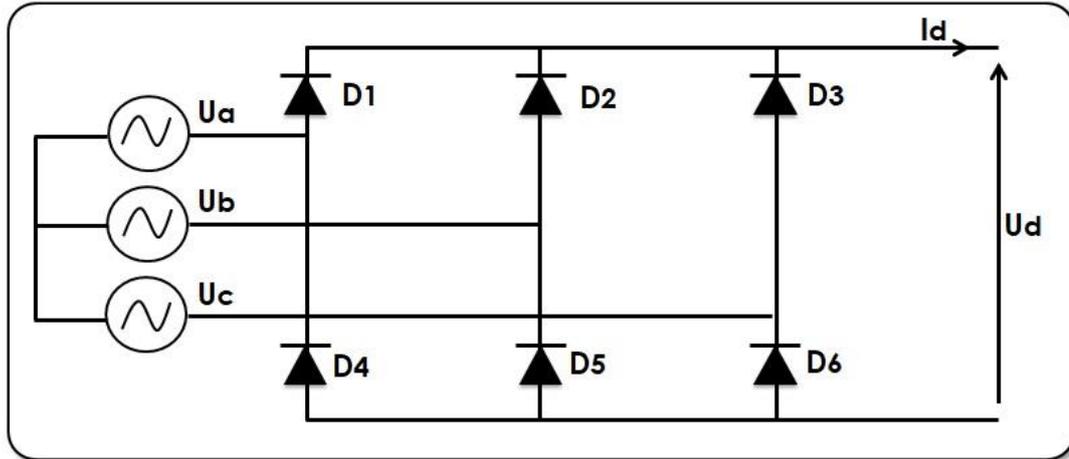


Figure II.2: Représentation du redresseur triphasé à diodes.

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

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

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [11]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$U_a(t) = V_m \sin(\omega t) \tag{II.1}$$

$$U_b(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{II.2}$$

$$U_c(t) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{II.3}$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \tag{II.4}$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \tag{II.5}$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{dmax} - U_{dmin}}{2\bar{U}_d} = 7\%$$

II.6

La tension redressée est représentée dans la figure (II.3)

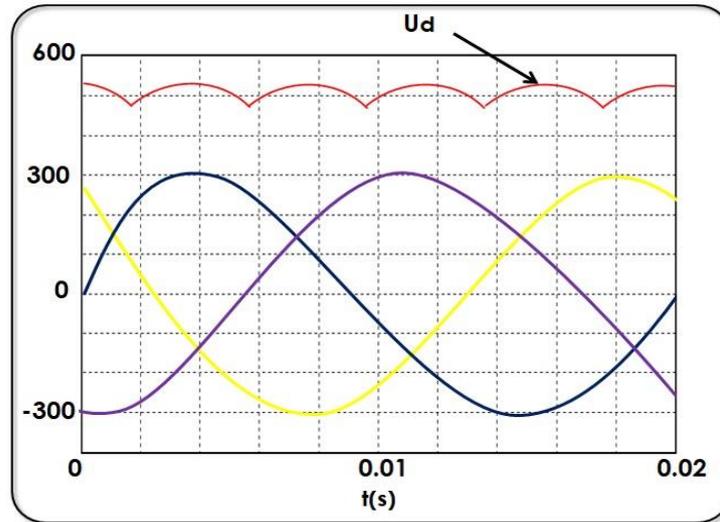


Figure II.3: Représentation de la Tension redressée.

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

### II.2.2. Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [11]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

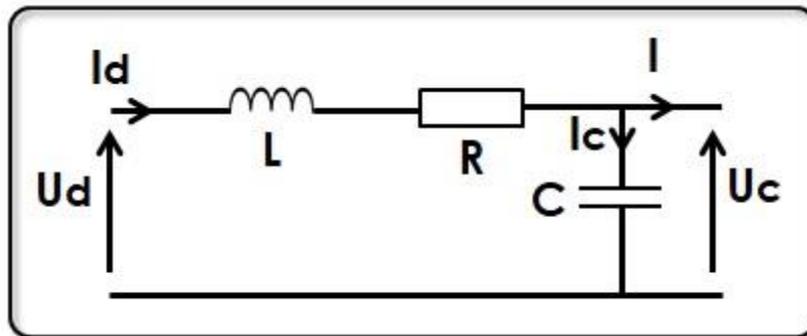


Figure II.4: Filtre RLC passe-bas.

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [12].
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant [12].

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + U_{dc}(t) \tag{II.7}$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{d(t)} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t)) \tag{II.8}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{red}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad \text{II.9}$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est [13] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi f_c \quad \text{II.10}$$

$f_c$ : est la fréquence de coupure du filtre.

### II.2.3. Modélisation de l'onduleur

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [14].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélise par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante:

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur est fermé (} K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur est ouvert (} K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases} \quad \text{II.11}$$

Avec :  $f_i + \bar{f}_i = 1$  et  $i = 1 \dots 3$ .

La figure (II.5) représente le schéma de l'onduleur triphasé.

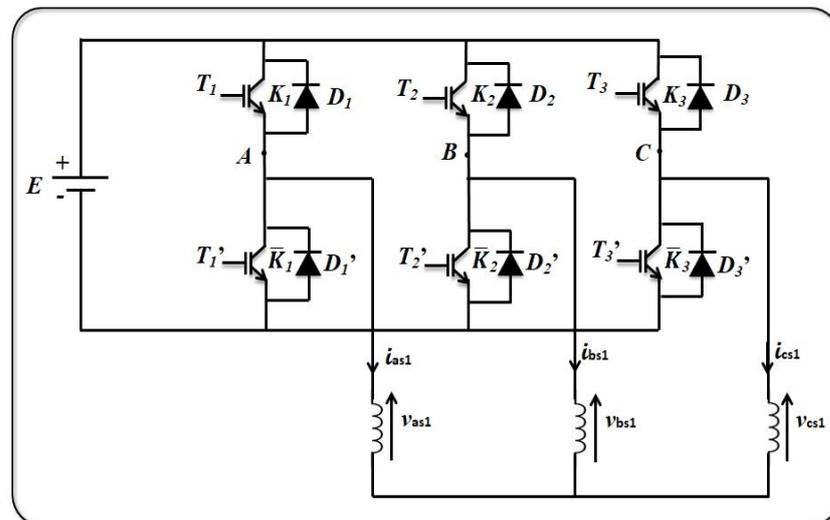


Figure II.5: Onduleur triphasé à 2 niveaux

Donc les tensions de ligne sont données:

$$\begin{aligned}
 U_{abs1} &= v_{as1} - v_{bs1} = E(F_1 - F_2) \\
 U_{bcs1} &= v_{bs1} - v_{cs1} = E(F_2 - F_3) \\
 U_{cas1} &= v_{cs1} - v_{as1} = E(F_3 - F_1) \\
 U_{abs2} &= v_{as2} - v_{bs2} = E(F_4 - F_5) \\
 U_{bcs2} &= v_{bs2} - v_{cs2} = E(F_5 - F_6) \\
 U_{cas2} &= v_{cs2} - v_{as2} = E(F_6 - F_4)
 \end{aligned}
 \tag{II.12}$$

On a le système de tension triphasée équilibrée, alors d'après (I .37) on trouve:

$$\begin{aligned}
 v_{as1} &= \frac{3}{2}(2F_1 - F_2 - F_3) \\
 v_{bs1} &= \frac{3}{2}(2F_2 - F_1 - F_3) \\
 v_{cs1} &= \frac{3}{2}(2F_3 - F_1 - F_2)
 \end{aligned}
 \tag{II.13}$$

De la même manière on trouve:

$$\begin{aligned}
 v_{as2} &= \frac{3}{2}(2F_4 - F_5 - F_6) \\
 v_{bs2} &= \frac{3}{2}(2F_5 - F_4 - F_6) \\
 v_{cs2} &= \frac{3}{2}(2F_6 - F_4 - F_5)
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}
 \tag{II.15}$$

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix}
 \tag{II.16}$$

### II.3. Commande par modulation sinus-triangle

La MLI sinus –triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par:

$$V_{ks2,ref} = V_m \sin \left[ 2\pi f t - 2(j - 1) \frac{\pi}{3} \right]$$

Avec :  $K = a, b, c ; j = 1, 2, 3$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{II.17}$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation  $f_p$  sur la fréquence de référence (f).

-L coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $U_m$  à la valeur crête de l'onde de modulation  $U_{pm}$ .

La base de la commande MLI est déterminée par la comparaison entre les deux signaux (référence et la porteuse) pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors qui sont effectués par l'algorithme suivant:

$$\text{Si } V_{as1ref} \geq V_p(t) \Rightarrow F_1 = 1 \text{ si non } F_1 = 0$$

$$\text{Si } V_{bs1ref} \geq V_p(t) \Rightarrow F_2 = 1 \text{ si non } F_2 = 0$$

$$\text{Si } V_{cs1ref} \geq V_p(t) \Rightarrow F_3 = 1 \text{ si non } F_3 = 0$$

La figure(II.6) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle, où  $r=0,8$  et  $m=21$ .

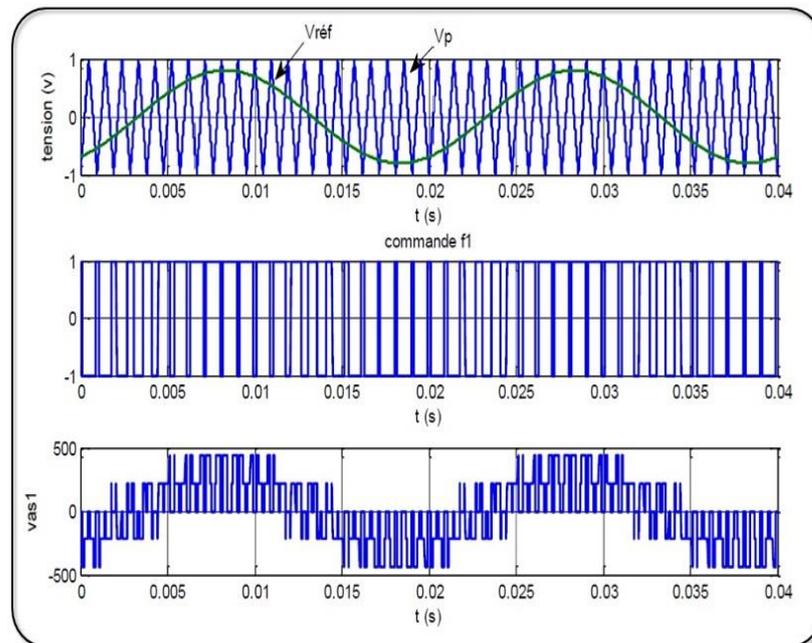


Figure II.6: principe de la commande MLI

### II.3.1.1. Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La Figure (II.7) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales [15].

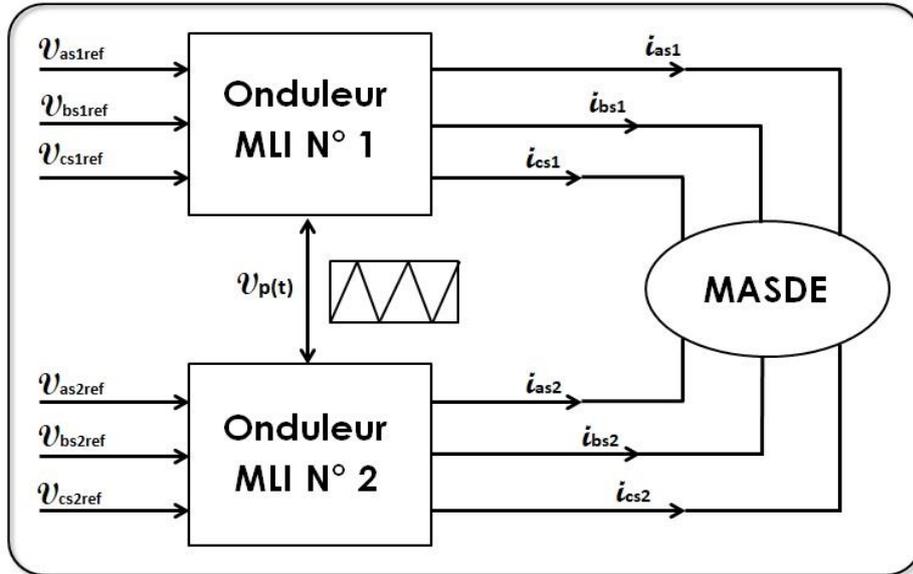


Figure II.7: Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

Les tensions de références sinusoïdales sont:

Pour la première étoile:

$$\begin{cases} V_{refa1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb1} = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc1} = V_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{II.18}$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système précédent  $(2\pi ft)$  par  $(2\pi ft - \alpha)$  et l'indice 1 par 2.

Les paramètres des machines sont les mêmes que ceux utilisés pour le cas moteur ; de plus:

$$E = 380 \cdot \sqrt{2} ; V_r = 220 \cdot \sqrt{2} ; f = f_s = 50 \text{ Hz}$$

II.4. Simulation numérique

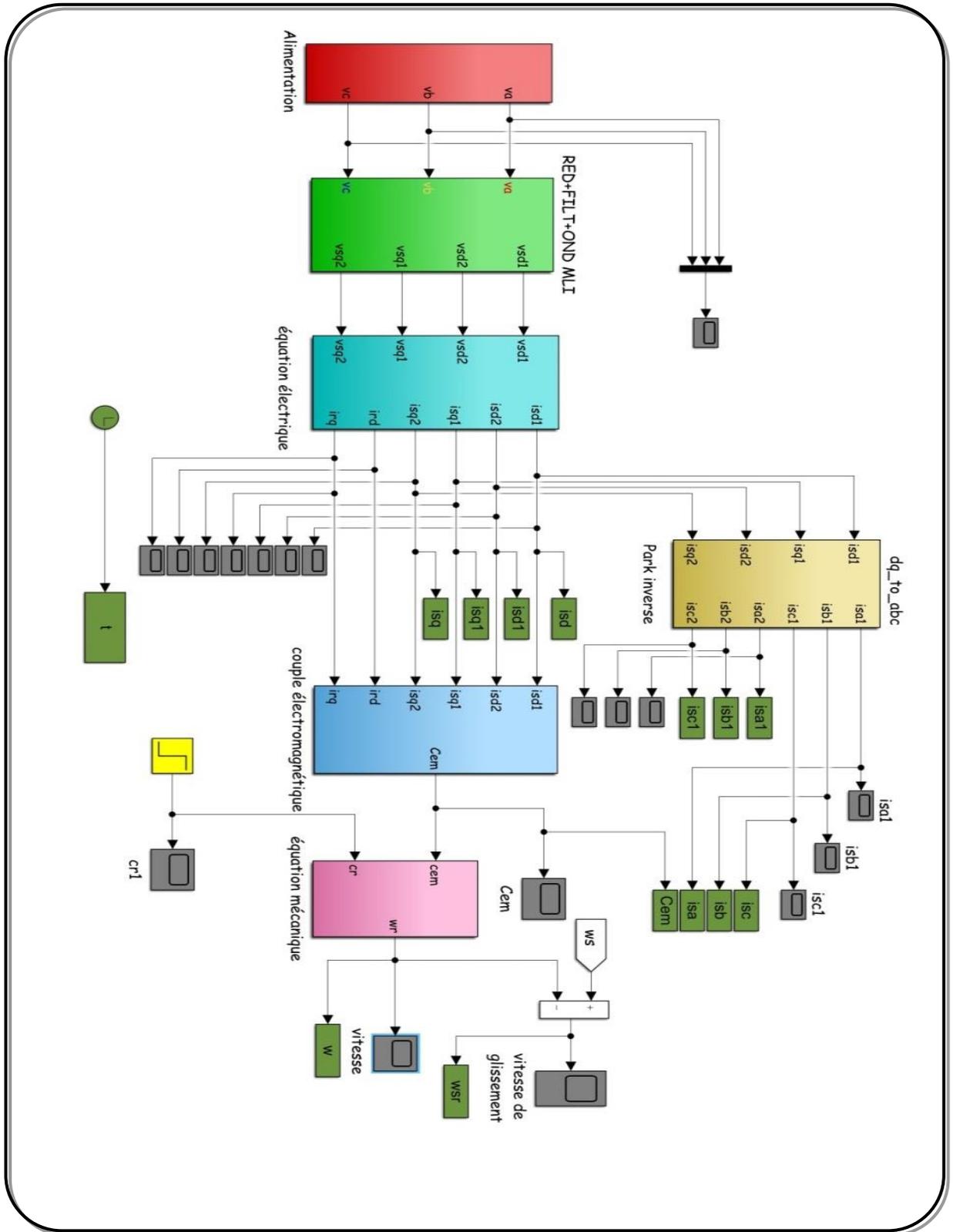


Figure II.8: Schéma bloc de simulation

## II.5. Résultats de simulation

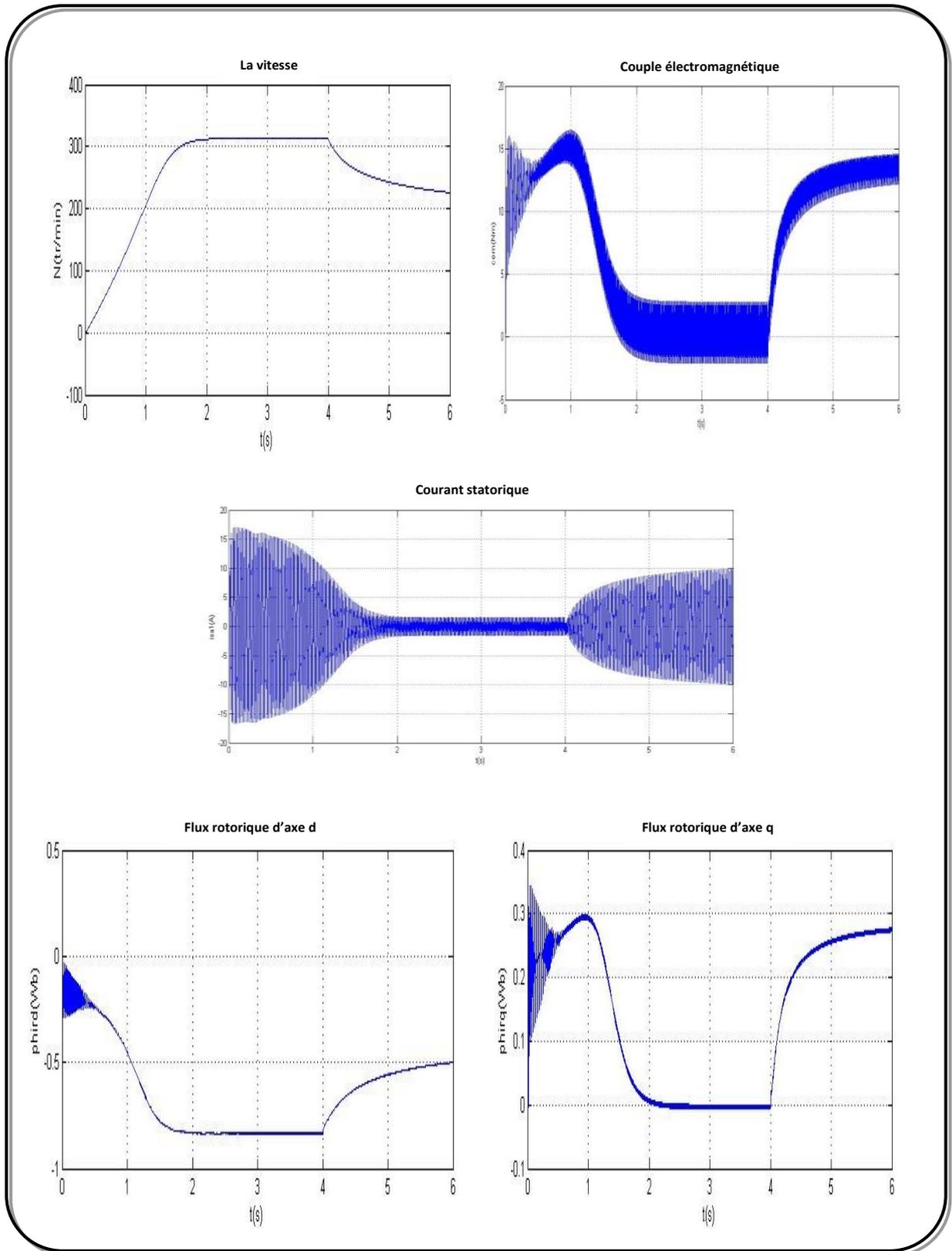


Figure II.9: Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension avec application d'une charge à  $t=4s$

Dans cette simulation on a associé à la MASDE deux onduleurs de tension à commande MLI sinus-triangle. La figure(II.9) présente les résultats de la simulation obtenus.

Les deux paramètres correspondant à cette technique qu'il faut les définir sont l'indice de modulation ( $m$ ) et le coefficient de réglage en tension ( $r$ ).

Dans notre cas on a choisi un indice de modulation  $m=21$  et un coefficient de réglage en tension  $r=0,8$ . Le fonctionnement est à vide puis en charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=4\text{s}$ .

Les résultats montrent clairement que les courbes sont similaires à celles obtenues par alimentation directe par le réseau. Cependant, on constate qu'il y a une apparition nette d'ondulations surtout dans les allures du couple électromagnétique et des courants statoriques (direct et quadrature) pour les deux étoiles. Ces ondulations sont principalement dues aux harmoniques induits par l'onduleur de tension.

Ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (pour les deux étoiles), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

### **II.6. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à l'alimentation de la MASDE à travers deux onduleurs triphasés à deux niveaux commandés par la technique MLI à vide et avec l'application d'une charge.

Les résultats obtenus sont satisfaisants, elles répondent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage à vide, ensuite les résultats concernant la machine en charge.

Pour des meilleures performances de la conduite de la machine, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle de la MASDE en utilisant des régulateurs PI classique de la vitesse.

# Chapitre III

## Commande vectorielle de la MASDE

### III.1. Introduction

A cause de la complexité de couplage entre le couple et le flux dans les machines à courant alternatif, leur commande devient difficile, cette difficulté encourage les développeurs pour améliorer plusieurs technique de commande qui caractérisées un découplage naturel entre le flux et le couple de la machine. La commande vectorielle est la plus utilisé parmi ces techniques.

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 [16]. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [17].

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

### III.2. Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects (figure III.1).

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

En effet, dans une machine à courant continu le courant d'induit ( $I_a$ ) contrôle le couple et le courant inducteur ( $I_f$ ) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = K\Phi_f \cdot I_a = \acute{K}I_f I_a \quad \text{III.1}$$

Avec :

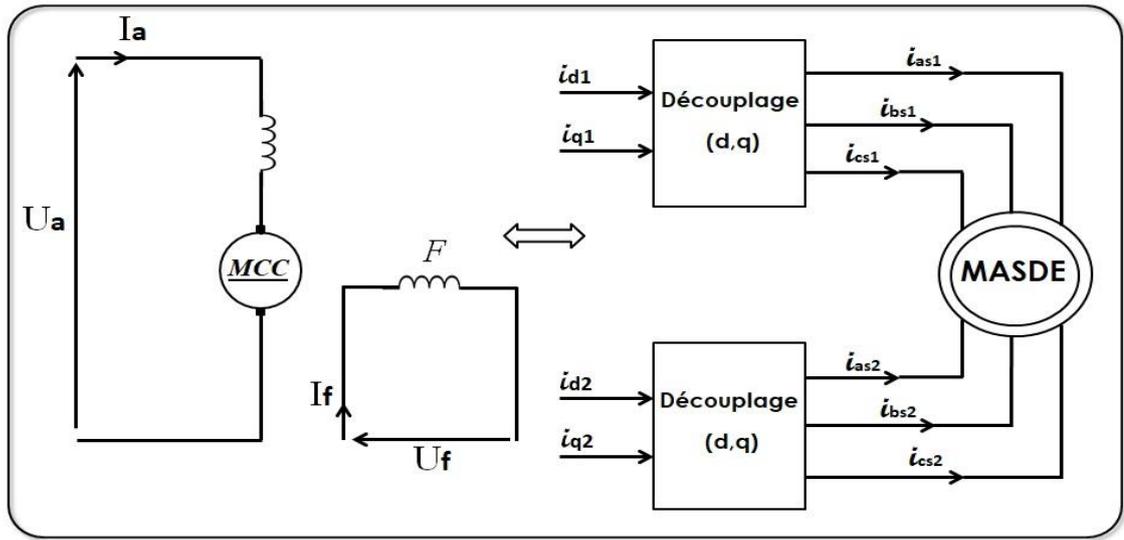
$\Phi$  : Flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$  ;

$I_a$ : Courant d'induit ;

$K, \acute{K}$  : Constantes.

Pour la machine asynchrone à double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Pour

cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple.



**Figure III.1: principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE**

Sachant que l'expression du couple électromagnétique (I.29) est en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe d ( $\Phi_{dr} = \Phi_d$  et  $\Phi_{qr} = 0$ ), on aura la forme du couple électromagnétique suivante

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} 1 [(i_{q1} + i_{q2}) \Phi_r] = K^n \Phi_r i_q \quad \text{III.2}$$

Avec :

$$K^n = p \frac{L_m}{L_m + L_r} e t i_q = i_{q1} + i_{q2} \quad \text{III.3}$$

De l'équation (III.2), on constate que l'expression du couple de la MASDE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASDE sont contrôlables séparément [18].

Néanmoins, si le principe est naturellement appliqué pour la MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif et en particulier la MASDE.

Car, le contrôle par flux orienté de ces dernières est une commande par orientation de ces deux grandeurs [18].

### III.3. Procédé d'orientation de flux

$$\text{Orientation de flux rotorique avec les conditions } \Phi_{dr} = \Phi_r \Phi_{qr} = 0 \quad \text{III.4}$$

$$\text{Orientation de flux statorique avec les conditions } \Phi_{ds} = \Phi_s \Phi_{qs} = 0 \quad \text{III.5}$$

$$\text{Orientation de flux d'entrefer avec les conditions } \Phi_{dm} = \Phi_m \Phi_{qm} = 0 \quad \text{III.6}$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix d'orientation du flux rotorique (III.4), car cela permet d'obtenir un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statorique.

### III.3.1. Méthode de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

#### III.3.1.1. Méthode de commande directe

Le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit être soit :

- Mesuré directement en plaçant une spire sous un pôle de chaque phase. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité limitent sa mise en œuvre.
- Estimé et reconstitué à partir des équations de la machine et de la mesure des tensions et des courants statoriques.

#### III.3.1.2. Méthode de commande indirecte

Le flux est régulé en boucle ouverte. Il n'est ni mesuré ni estimé. Les grandeurs (tensions ou courants) assurant l'orientation du flux et le découplage sont évaluées à partir des équations de la machine en régime transitoire.

### III.4. Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. La figure III.2 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.



Figure III.2: Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique  $\Phi_r^*$  et le couple  $C_{em}^*$ , et en exprimant que:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r^* \tag{III.7}$$

$$\Phi_{qr} = 0 \tag{III.8}$$

$$p\Phi_r^* = 0 \quad \text{III.9}$$

Avec :  $p = d/dt$  opérateur de Laplace.

En remplaçant (III.7)-( III.9) dans les équations des tensions rotoriques (I.22), on obtient [19]:

$$r_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad \text{III.10}$$

$$r_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \Phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{r_r} \quad \text{III.11}$$

Et à partir des équations (I.31) et (I.32), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r^* - L_m(i_{d1} + i_{d2})] \quad \text{III.12}$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{q1} + i_{q2}) \quad \text{III.13}$$

En introduisant (III.12) et (III.13) dans le système d'équations des flux statoriques (I.24), on aura [20] :

$$\begin{aligned} \Phi_{d1} &= \lambda_1 i_{d1} + L_r \eta i_{d2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{q1} &= \lambda_1 i_{q1} + L_r \eta i_{q2} \end{aligned} \quad \text{III.14}$$

$$\Phi_{d2} = \lambda_2 i_{d2} + L_r \eta i_{d1} + \eta \Phi_r^*$$

$$\Phi_{q2} = \lambda_2 i_{q2} + L_r \eta i_{q1}$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r$$

En substituant (III.10) dans (III.12), on tire :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{d1} + i_{d2}) \quad \text{III.15}$$

A partir de l'équation (III.13), on trouve:

$$L_m (i_{q1} + i_{q2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad \text{III.16}$$

En remplaçant (III.14)-( III.16) dans le système d'équations des tensions statoriques (I.22), on obtient:

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= r_1 i_{d1} + L_1 p i_{d1} - \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1}^* &= r_1 i_{q1} + L_1 p i_{q1} + \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad \text{III.17}$$

$$v_{d2}^* = r_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} - \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)$$

$$v_{q2}^* = r_2 i_{q2} + L_2 p i_{q2} + \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \Phi_r^*)$$

Où:

$$\tau_r = \frac{L_r}{r_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En introduisant l'équation (III.13) dans (III.11), on tire:

$$\omega_{gl}^* = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{q1} + i_{q2})}{\Phi_r^*} \quad \text{III.18}$$

A partir de la relation (III.2) et (III.3), on trouve:

$$i_{q1} + i_{q2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \quad \text{III.19}$$

Le système d'équations électriques (III.17) montre que les tensions  $(v_{d1}^*, v_{q1}^*, v_{d2}^* \text{ et } v_{q2}^*)$  influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures  $(i_{d1}, i_{q1}, i_{d2} \text{ et } i_{q2})$  donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables  $v_{d1r}, v_{q1r}, v_{d2r} \text{ et } v_{q2r}$  n'agissant respectivement que sur  $i_{d1}, i_{q1}, i_{d2} \text{ et } i_{q2}$ , tels que:

$$\begin{aligned} v_{d1r} &= r_1 i_{d1} + L_1 p i_{d1} \\ v_{q1r} &= r_1 i_{q1} + L_1 p i_{q1} \\ v_{d2r} &= r_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} \\ v_{q2r} &= r_2 i_{q2} + L_2 p i_{q2} \end{aligned} \quad \text{III.20}$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{aligned} v_{d1}^* &= v_{d1r} - v_{d1c} \\ v_{q1}^* &= v_{q1r} + v_{q1c} \\ v_{d2}^* &= v_{d2r} - v_{d2c} \\ v_{q2}^* &= v_{q2r} + v_{q2c} \end{aligned} \quad \text{III.21}$$

Où :

$$\begin{aligned} v_{d1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q1c} &= \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad \text{III.22}$$

$$\begin{aligned} v_{d2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{q2c} &= \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \Phi_r^*) \end{aligned}$$

### III.5. Identification des paramètres des régulateurs PI

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que [20]:

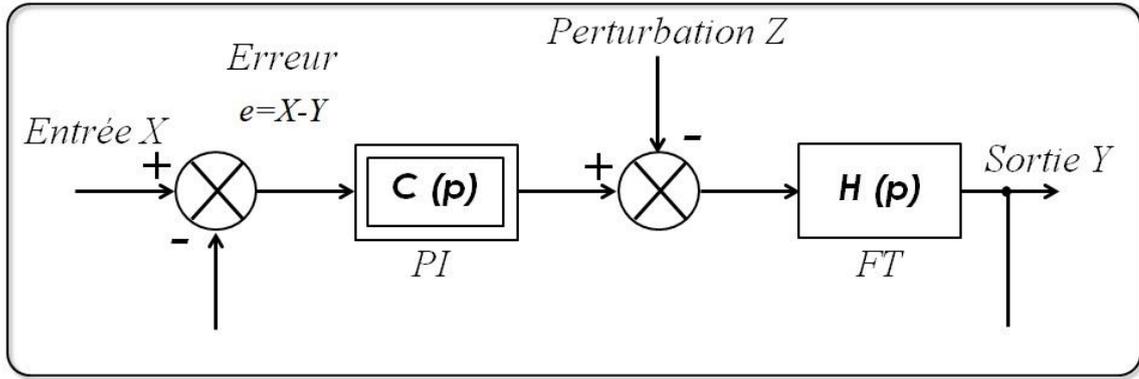
$$H(P) = \frac{1}{ap+b} \quad \text{III.23}$$

Se fait d'une manière générale comme suit:

La fonction de transfert du PI est:

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad \text{III.24}$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure III.3



**Figure III.3: Schéma d'un système asservi du premier ordre régulé par un PI**

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est:

$$T(p) = C(p)H(p) = \frac{K_p p + K_i}{ap^2 + bp} \quad \text{III.24}$$

En boucle fermée, on obtient

$$F(p) = \frac{T(p)}{1+T(p)} = \frac{K_p p + K_i}{ap^2 + (b + K_p)p + K_i} \quad \text{III.25}$$

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

$$G(p) = \frac{1}{\tau p + 1} \quad \text{III.26}$$

Il suffit d'identifier (III.26) à (III.27) comme suit

$$\frac{K_p p + K_i}{ap^2 + (b + K_p)p + K_i} = \frac{1}{\tau p + 1} \quad \text{III.28}$$

Ce qui donne

$$K_p \tau p^2 + (K_i \tau + K_p)p + K_i = ap^2 + (b + K_p)p + K_i \quad \text{III.27}$$

D'où

$$\begin{cases} K_p = a/\tau \\ K_i = b/\tau \end{cases} \quad \text{III.28}$$

La figure III.4 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2)

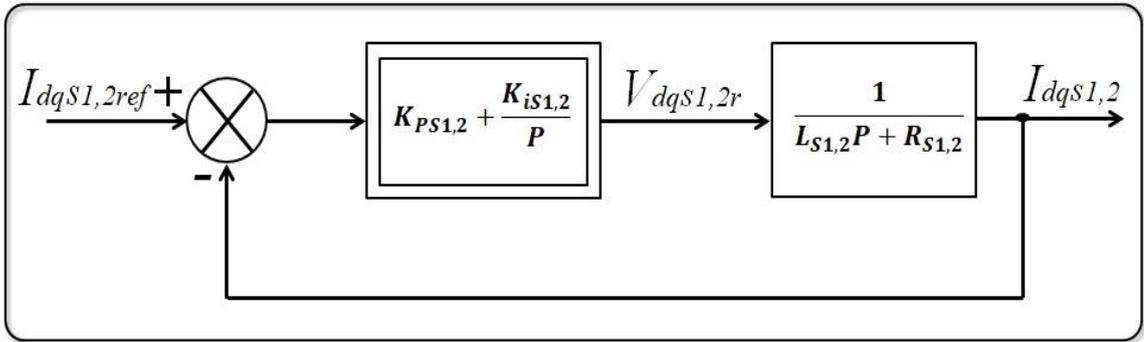


Figure III.4: Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

Avec:

$$\begin{cases} K_{p1} = L_1/\tau \\ K_{i1} = r_1/\tau \end{cases} \text{ et } \begin{cases} K_{p2} = L_2/\tau \\ K_{i2} = r_2/\tau \end{cases}$$

III.29

On prend  $\tau = \tau_r/6$  pour avoir une dynamique du processus rapide, avec  $\tau = L_r/r_r$  est constante de temps électrique (rotorique) du système

Le schéma du bloc de découplage FOC est représenté par la figure (III.4), sachant que  $i_{d1}^* = i_{d2}^*$  et  $i_{q1}^* = i_{q2}^*$

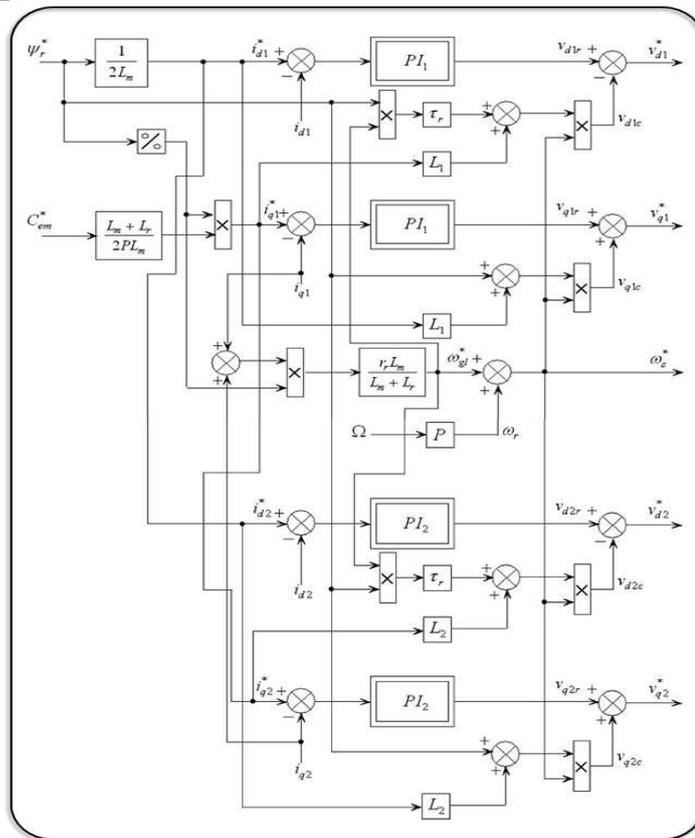


Figure III.5: Représentation schématique du bloc de découplage FOC

L'application de cette commande sur la MASDE est illustrée par la figure (III.6):

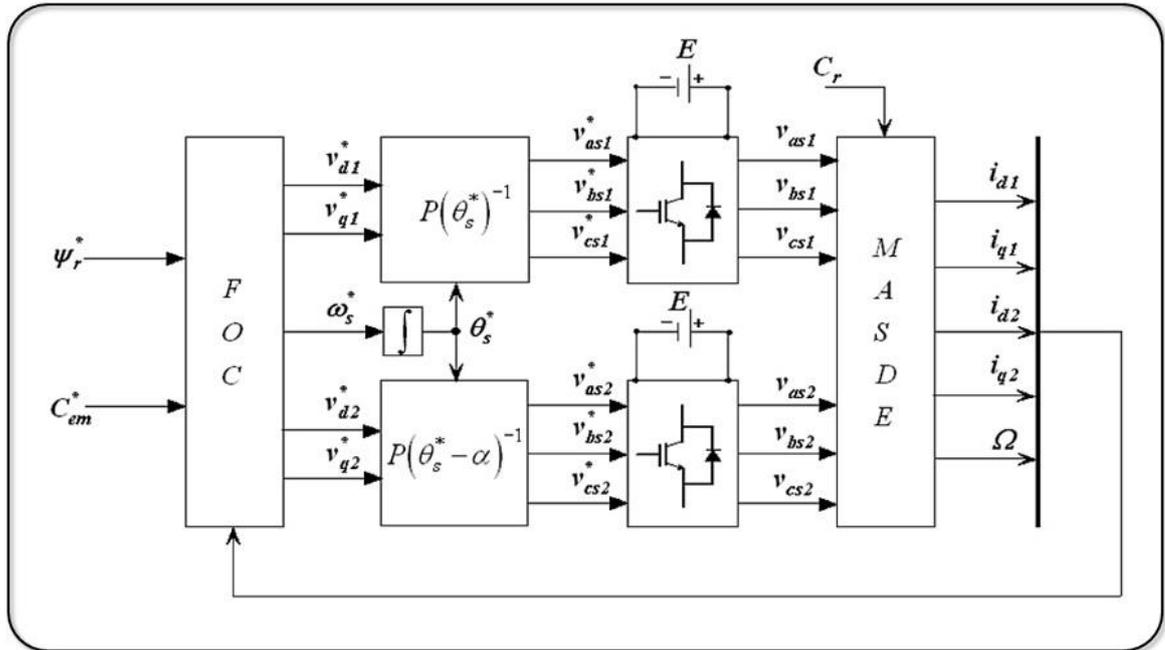


Figure III.6: Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE sans réglage de vitesse

### III.5.1. Bloc de défluxage

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable pour un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{rref} = \Phi_n si |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{rref} = \Phi_n = \frac{\Omega_n}{\Omega} si |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad \text{III.30}$$

Il est schématisé par la figure suivante :

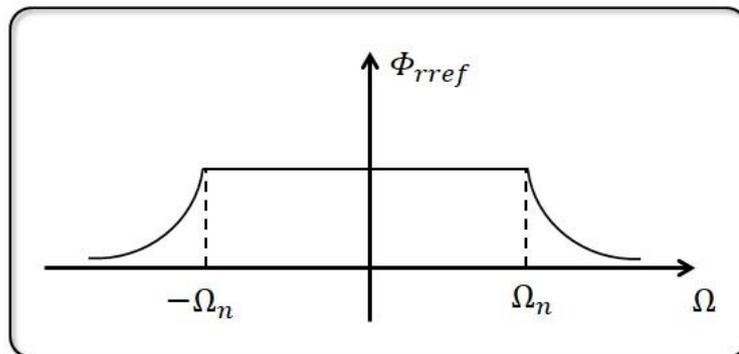


Figure III.7 : Schéma de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale, pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine  $\omega_n$ , pour des vitesses

supérieures le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure suivante:

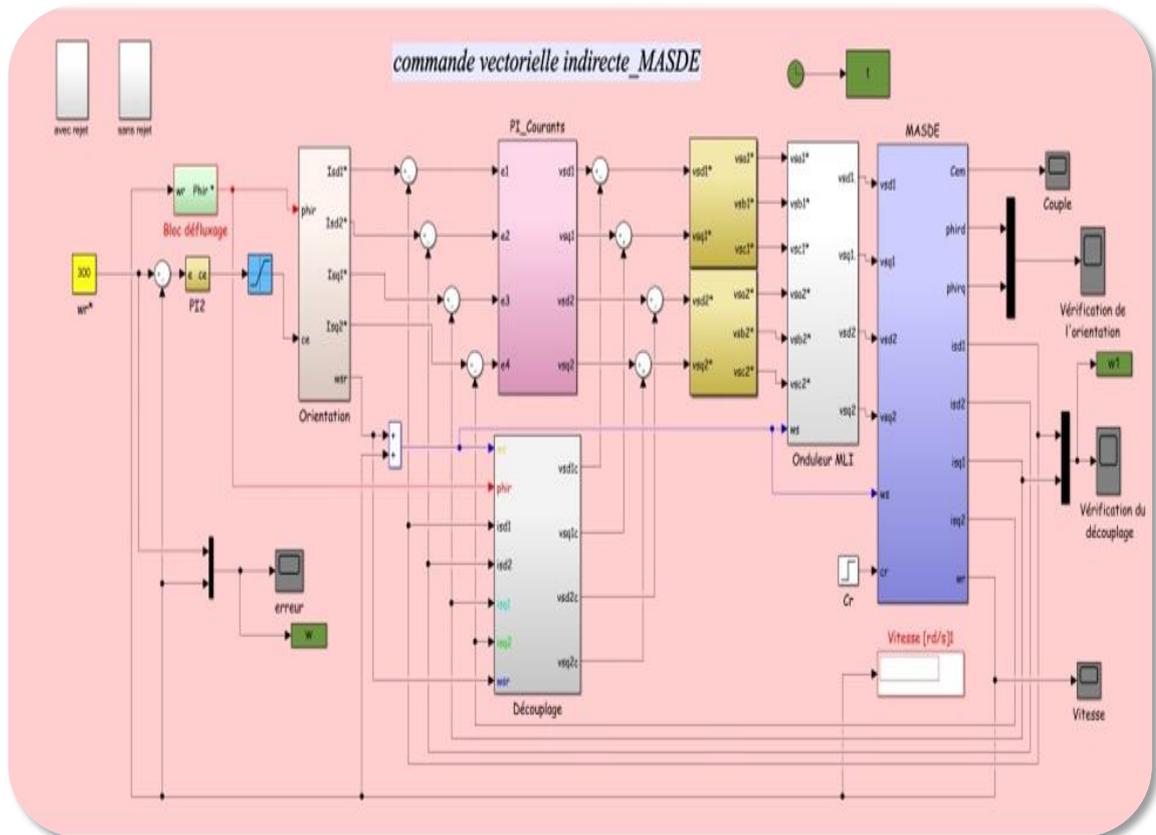


Figure III.8: Schéma de la commande FOC avec régulation de vitesse par la méthode indirect

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques ( $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$ ) et on obtient à leurs sorties les tensions ( $V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}$  et  $V_{qs2}$ ).

### III.5.2. Identification des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est donné par la figure suivante :

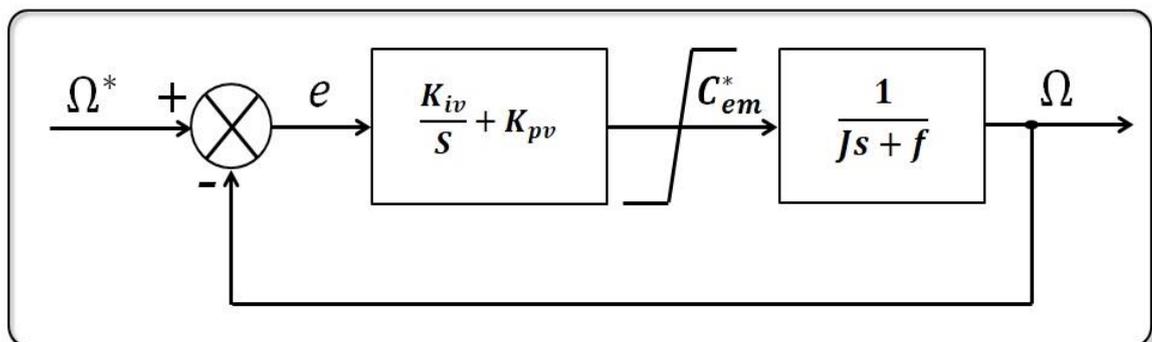


Figure III.9: Bloc de régulation de la vitesse.

L'identification nous donne:

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad \text{III.31}$$

On prend :  $\tau = \tau_r$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par [20]:

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* Si |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} signe(C_{em}^*) Si |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad \text{III.32}$$

Le couple maximal adopté est  $C_{em}^{max} = 30\text{Nm}$ .

### III.5.3. Résultats de simulation

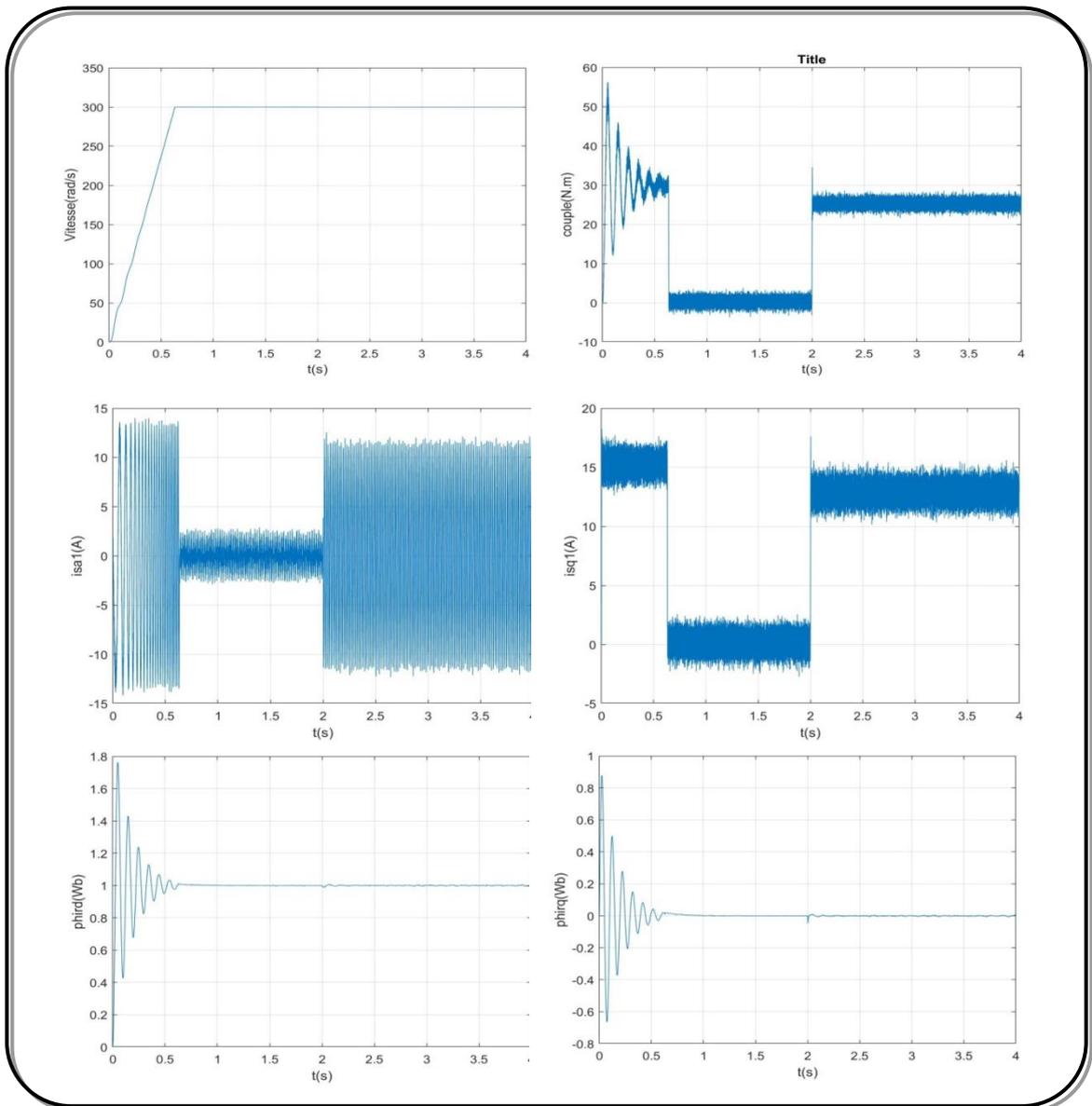


Figure III.10: Réglage de la vitesse par la méthode indirect avec application d'une charge  $C_r : 14\text{ N.m}$  à l'instante  $t= 2\text{ s}$

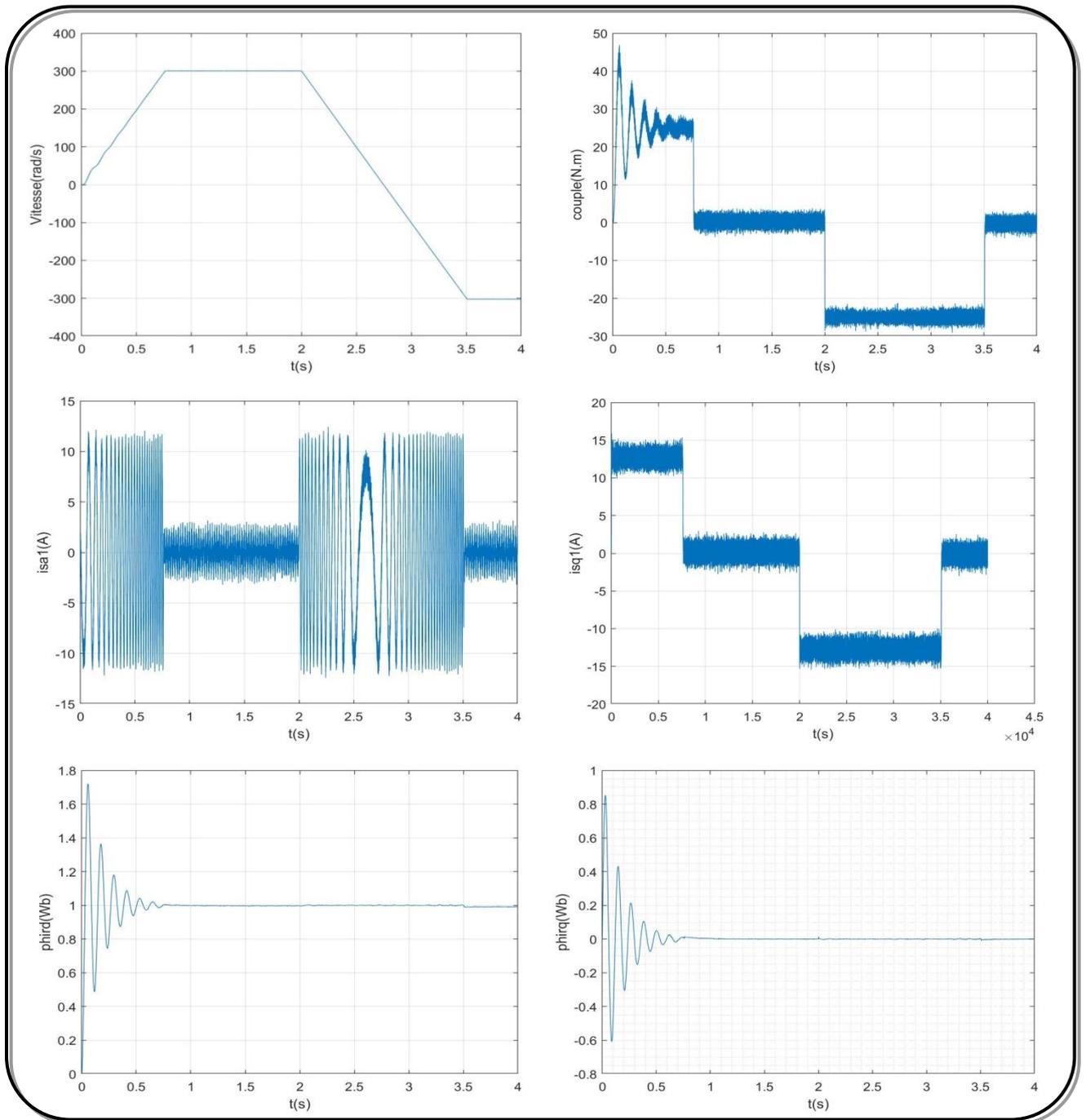


Figure III.11: Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2s$

### III.5.4. Interprétations des résultats

La figure III.10 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, par la réponse d'un échelon de vitesse de 300 rad/s avec suivi de l'application de charge  $C_r = 14N.m$  à  $t=2s$ , le deuxième test représenté dans la Figure III.11 est la réponse à une inversion de vitesse 300 à -300 rad/s à l'instant  $t = 2s$ .

Pour le premier test on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de

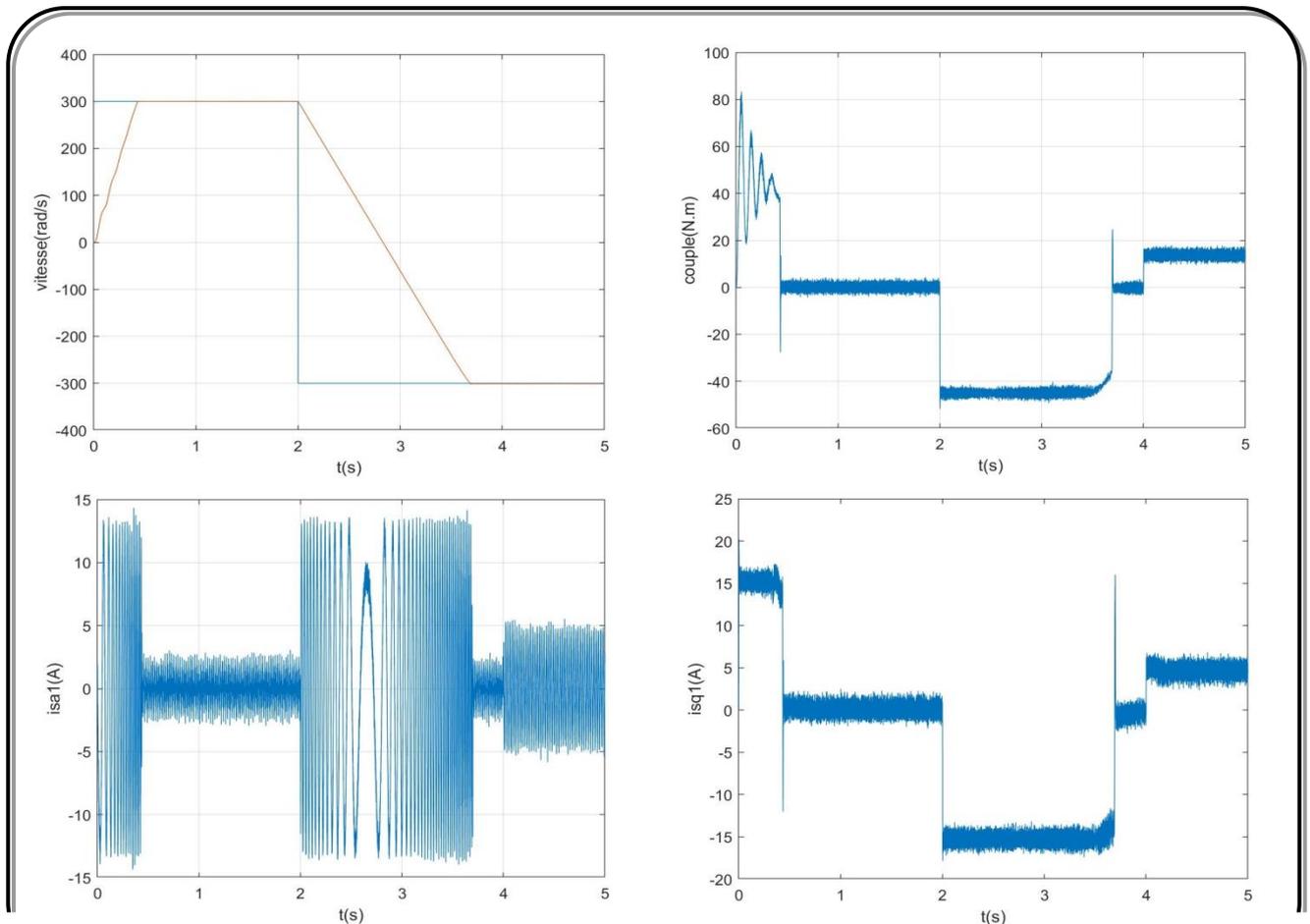
(0,64s) avec un dépassement de 0.1% de vitesse de référence. Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,055s). Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (57N.m), puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Le courant statorique  $isa1$  a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 14A.

Pour le deuxième test on constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (1.5 s). L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-25N.m). Les flux rotoriques suivent leurs consignes avec une légère perturbation, et le courant statorique  $isa1$  a une forme sinusoïdale.

### III.5.5. Tests de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE, en faisant varier la résistance rotorique  $R_{rainsi}$  que le moment d'inertie  $J$  par rapport à leurs valeurs nominales.

### III.5.6. Résultats de simulation



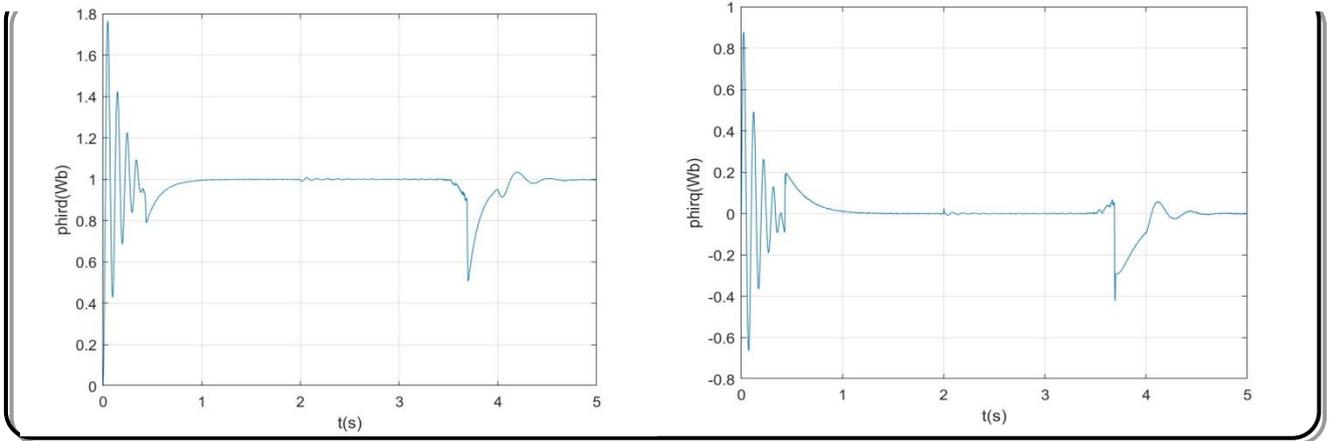


Figure III.12: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie ( $J=2J_n$  à partir  $t=1\text{s}$ )

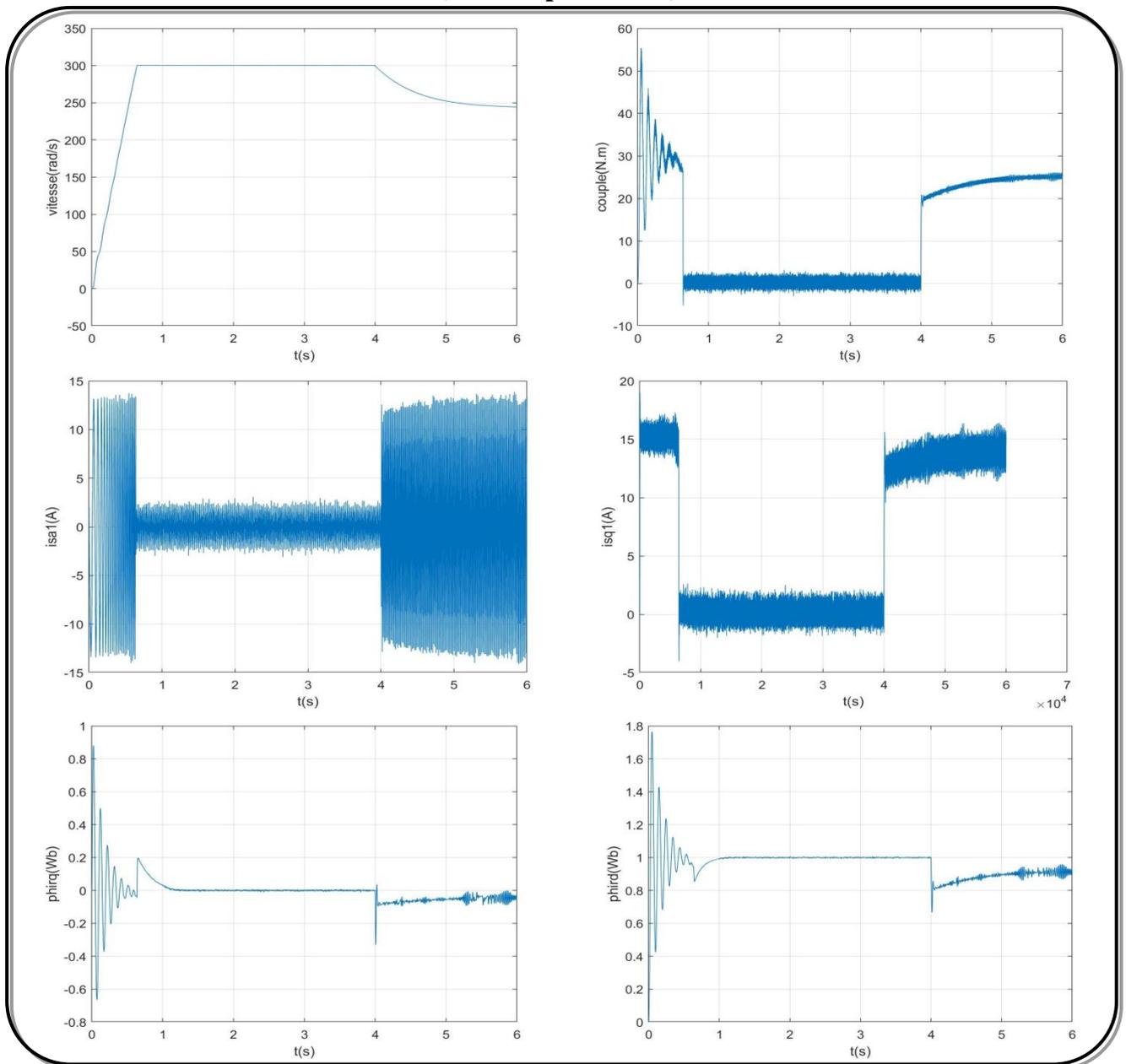


Figure III.13: Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique d'inertie ( $R=2R_n$  à partir de  $t=1\text{s}$ )

### **III.5.7. Interprétations des résultats**

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique, on constate que l'orientation est affectée un petit peu, et le temps d'inversion du sens de rotation est augmenté.

### **III.6. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la commande par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif était la régulation de la vitesse. Pour cela, on a appliqué seulement une méthode de la commande vectorielle, c'est la méthode indirecte, qui nécessite à la connaissance de la position de flux.

L'inconvénient de régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Face à cet inconvénient, on propose une technique de réglage robuste basée sur la logique floue et le mode glissant et le floue glissant, et qui sera l'objet de chapitre suivant.

# Chapitre IV

**Réglage de la vitesse  
de la MASDE par les  
régulateurs: FL, SM,  
FSM**

## IV. Réglage de la Vitesse d'une MASDE par les Régulateurs: Floue, Mode Glissant, Floue Glissant

### Introduction:

Après avoir abordé la modélisation et l'alimentation de la MASDE par deux onduleur de tension à commande MLI, et après l'application de la commande vectorielle indirect avec réglage classique de la vitesse. Ce chapitre sera l'objet de plusieurs techniques de réglage évoluées pour obtenir un réglage robuste et performant de la vitesse.

Il existe plusieurs techniques pour commander les machines à courant alternatif. Parmi celles-ci, la commande scalaire, la commande par retour d'état et la commande par le mode glissant... etc. Les lois de commande classiques du type PI sont très efficaces dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de commande dite à structure variable constituent une solution à ces problèmes. La commande à structure variable (CSV) est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande [21],[22],[23],[24], elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont :

- Le non nécessite d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus [25], [26], [27], [28], [29] ;
- L'utilisation de connaissance [30] ;
- La simplicité de définition et de conception [31] ;
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire [32],[33],[34] ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance [32] ;

La théorie de la logique floue est apparue dans les années 40 avec les premières approches au concept de l'incertitude. Elle permet d'utiliser des connaissances incertaines et imprécises en

simulant le raisonnement humain dans la prise de décision .L.A.Zadeh est à notre connaissance le premier à proposer la logique floue en 1965[35], comme un moyen adapté de commander un processus complexe à partir de son expertise et propose la formalisation des règles flous « si-Alors » [36]. En 1974, Mamdani concrétise pour la première fois cette méthode pour réaliser une commande floue dans une application industrielle [31], [37]. La commande floue se développe en Europe entre 1975 et1980. La décennie suivante, de nombreux travaux de recherche japonais sont produits comme ceux de Sugeno [38].Les avantages de la commande floue sont nombreux : facilité de mise au point du contrôleur, robustesse, possibilités de s'adapter aux problèmes multi variables complexes et de s'affranchir d'un modèle de la structure. Actuellement, il n'existe pas de procédure systématique disponible permettant de savoir quel type de commande floue à utiliser suivant les caractéristiques d'un système (PI et PID et P floue) [39].

Alors dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par les régulateurs PI Floue et le mode glissante et le mode glissante floue peut être appliquée au contrôle de la MASDE

En premier lieu, nous présentons la base de la théorie de la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur PI floue

Ensuite, nous présentons un rappel théorique sur la commande par mode de glissant des systèmes à structure variable, Puis le principe de la conception d'un régulateur glissant-flou proposé. Et après ça nous abordons la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes

Enfin on présente les résultats de simulation numérique pour chaque régulateur concernant les régimes : démarrage à vide, introduction d'un couple de charge, inversion de la vitesse de rotation et les tests de robustesse. Et nous montrons les avantages apportés par ces types de réglage par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI

## **IV.1. Commande par logique floue (PI Floue)**

### **IV.1.1. Structure d'un réglage par logique floue**

Le contrôleur par logique flou est chargé de calculer à chaque instant la commande réelle  $U$  (non flou) à appliquer au système afin de réaliser l'objectif de contrôle qui est l'annulation de l'erreur de réglage  $e = y - r$  (la sortie mesurée-la référence) .

Les entrées de réglage sont en général :

La valeur réelle de l'erreur  $e$ .

La dérivée de l'erreur  $de$ .

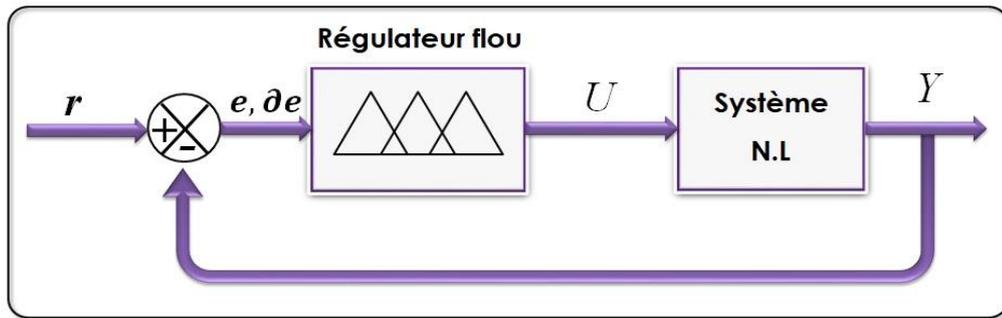


Figure IV.1 : Structure d'un réglage par logique floue.

#### IV.1.2. Structure d'un régulateur floue

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue). Le régulateur flou se compose de quatre éléments de base suivants figure (IV.2) :

- Interface de fuzzification.
- Base de connaissances
- Moteur d'inférence floue.
- Interface de défuzzification

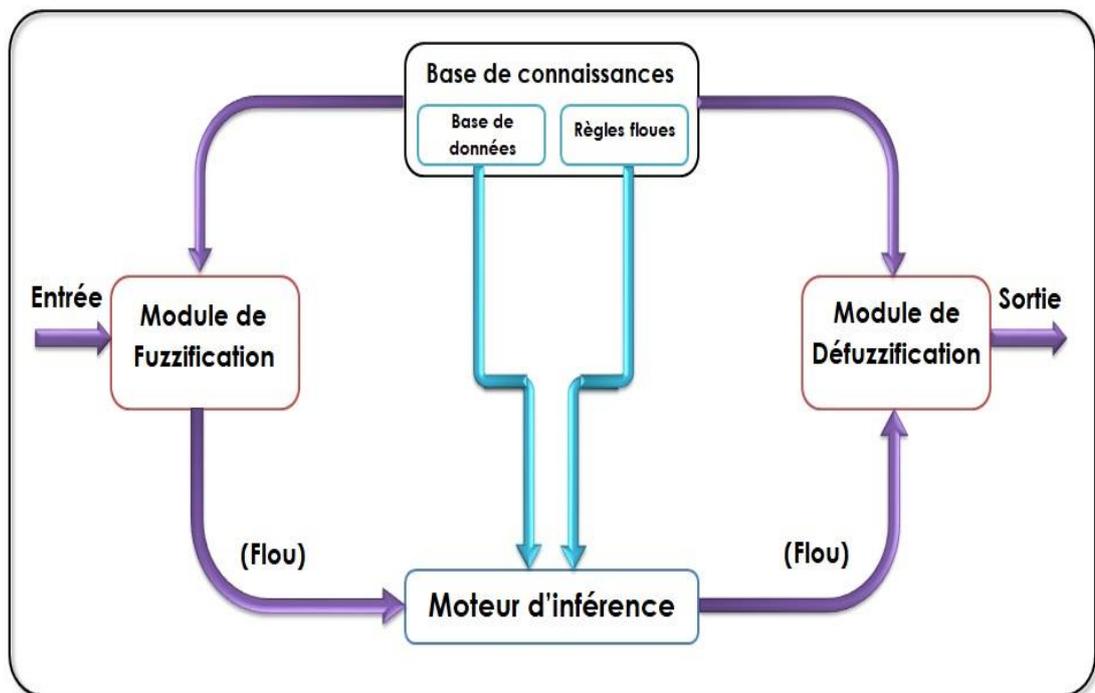
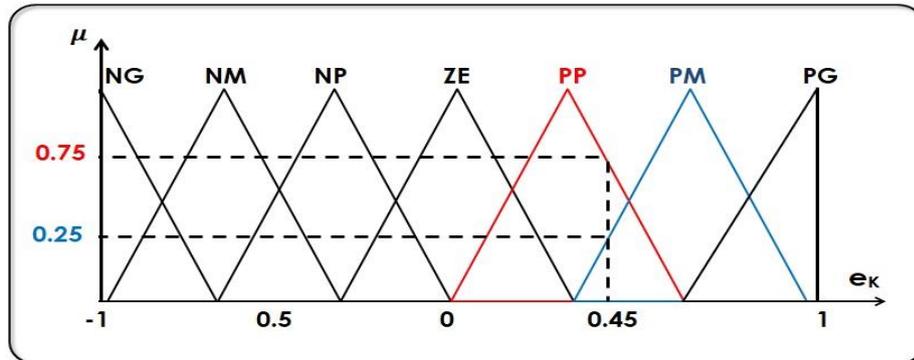


Figure IV.2: Structure de base d'un régulateur flou

##### IV.1.2.1. Fuzzification

La première étape, appelée fuzzification, consiste à attribuer à la valeur numérique de chaque entrée au temps  $t$  sa fonction d'appartenance à chacune des classes préalablement définies, donc

à transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou. Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée  $Ke = 0.45$ . Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure(IV.3).



**Figure IV.3: Exemple de fuzzification**

#### IV.1.2.2. Moteur d'inférence floue

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir [39] :

##### IV.1.2.2.1. Méthode d'inférence Max-Min

La méthode d'inférence «max-min» est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « OU » par la formation du maximum et l'opérateur « ET » par la formation du minimum, et l'implication « ALORS » est réalisée par la formation du minimum [40].

##### IV.1.2.2.2. Méthode d'inférence Max-Prod

La méthode d'inférence « max-produit » est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation du maximum et l'opérateur « ET » par la formation du produit, et l'implication « ALORS » est réalisée par la formation du produit [40].

##### IV.1.2.2.3. Méthode d'inférence Somme-Prod

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence somme-prod réalise, au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur « ET » par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur « ALORS » est réalisé par un produit [40].

#### IV.1.2.3. Base de connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Elle comprend la base de données et la base des règles floues.

#### IV.1.2.3.1. La base de données

Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et sortie.

#### IV.1.2.3.2. La base des règles floues

Elle contient des règles floues décrivant le comportement du système ; Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme «Si prémisses Alors conclusion».

$$\underbrace{(X_1 A_1) \text{ et } (X_2 \text{ et } A_2)}_{\text{Prémisse}} \text{ ALORS } \underbrace{(Y \text{ et } B)}_{\text{Conclusion}} \quad \text{IV.1}$$

Il y a plusieurs formes de Si.... . Alors la forme générale est : Si (un ensemble de conditions est satisfait) Alors (un ensemble de conséquences peut être exécuté) [41].

#### IV.1.2.4. Défuzzification

Elle convertit l'ensemble flou résultant de l'agrégation en une seule valeur réelle dans le but de donner plus de certitude à la sortie du système d'inférence flou. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette opération, parmi lesquelles nous citons :

##### IV.1.2.4.1. La méthode du maximum

Elle consiste à ne prendre en compte que les valeurs possédant un degré maximum d'appartenance à l'ensemble flou agrégé. Cette technique est simple à appliquer, mais peu employée étant donné qu'elle est basée sur l'opérateur maximum qui privilégie une seule règle parmi celles qui sont présentes.

$$u = \max(A(x), B(x)) \quad \text{IV.2}$$

Avec  $h$  la sortie du système flou, c'est-à-dire, la valeur numérique de la sortie floue [42].

##### IV.1.2.4.2. La méthode de la moyenne pondérée

(Méthode des hauteurs pondérées ou méthode de la moyenne des maximums) : Celle-ci considère comme valeur de sortie la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle et pondérées par leur degré respectif de validité.

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n h_A(x_i) * x_i}{\sum_{i=1}^n h_A(x_i)} \quad \text{IV.2}$$

##### IV.1.2.4.3. La méthode du centre de gravité

Cette méthode, génère le centre de gravité de la surface engendrée par la fonction d'appartenance de l'ensemble flou agrégé. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante [43] :

$$\text{Cas discret : } u^* = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \cdot \mu_u(u_i)}{\sum_{i=1}^l \mu_u(u)} \quad \text{IV.3}$$

$l$  : Le nombre de niveaux de quantification de la sortie du contrôleur flou.

$$\text{Cas continu : } u^* = \frac{\int_u u \cdot \mu_u(u) du}{\int_u \mu_u(u) du} \quad \text{IV.4}$$

### IV.1.3. Différent types de régulateurs flous

Ils existent deux types de régulateurs flous :

#### IV.1.3.1. Régulateur flou de type Mamdani

Dans ce type, les prémisses et les conclusions des règles sont symboliques ou linguistiques. Cette méthode se base sur l'utilisation de l'opérateur min pour l'implication floue et l'opérateur max pour l'agrégation des règles. La sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification qui est généralement le centre de gravité. Une autre variante du modèle de Mamdani consiste à remplacer l'opérateur min de l'implication floue par le produit algébrique [42]. Dans ce type les règles floues If-Then (Si .....Alors) sont écrites sous la forme suivante:

$$\text{Règle } i : \text{ Si } Z_1(t) \text{ est } F_1^i \text{ et ... et } Z_p(t) \text{ est } F_p^i \text{ Alors } y \text{ est } B_i \quad \text{IV.5}$$

Les principaux avantages de ce type sont :

- La simplicité de la représentation des règles floues.
- La flexibilité d'implémentation et utilisation ; du point de vue du grand nombre de choix des opérations appropriées en modèle flou [17].

L'inconvénient de ce modèle est le grand nombre des règles floues utilisées pour représenter un système non-linéaire complexe.

#### IV.1.3.2. Régulateur flou de type Takagi-Sugeno (T-S)

Dans ce régulateur, des règles floues de type Sugeno sont utilisées. En effet, les conclusions des règles floues sont des polynômes ou des équations linéaires, statiques ou dynamiques.

L'implication floue est réalisée par l'opérateur min ou par le produit algébrique.

La sortie finale est égale à la moyenne pondérée des conclusions des règles [44].

Donc l'avantage de modèle flou T-S est la flexibilité, la simplicité et l'efficacité de représenter les processus non-linéaires complexes par un nombre très réduit des règles floues, par rapport au modèle flou de Mamdani [45].

### IV.1.4. Avantages et Inconvénients du réglage par logique floue

#### IV.1.4.1. Les Avantages

Pas besoin de modèle mathématique.

Possibilité d'implémenter des connaissances linguistiques.

Maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.

Disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseur ou PC «

Solution logiciel », soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors), «

Solution matérielle » [46].

#### IV.1.4.2. Les Inconvénients

Manque de directives précises pour la conception d'un réglage.

Les règles doivent être disponibles.

Approche artisanale et non systématique.

Aucune méthode formelle pour l'ajustement [46].

#### IV.1.5. Commande de la MASDE par logique floue

Comme dans le cas de la commande par des régulateurs classiques, nous avons introduit un régulateur flou de la vitesse de rotation. Les variables floues que nous avons utilisés sont l'erreur entre la valeur réelle et la valeur de consigne en plus de dérivé de cette erreur.

Nous allons suivre les étapes d'application de la commande à base de la logique floue

##### IV.1.5.1. Le régulateur de la vitesse

La vitesse de référence  $\omega_r^*$  est imposée par un opérateur externe, l'entrée de régulateur est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée  $\omega_r^*$ , la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  que la machine doit développer. A flux constant, le couple est proportionnel au courant  $i_{sq}^*$  de référence. Donc le courant  $i_{sq}^*$  est l'image du  $C_e^*$ .

La structure du régulateur est alors la même qu'un régulateur de type IP, avec comme entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence  $i_{sq}^*$ .

La Figure (IV.4) présente le schéma de principe du régulateur flou (FLC, fuzzy logic Controller) appliqué pour notre système de commande. Ce schéma est réalisé en se basant sur l'aidée proposée par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

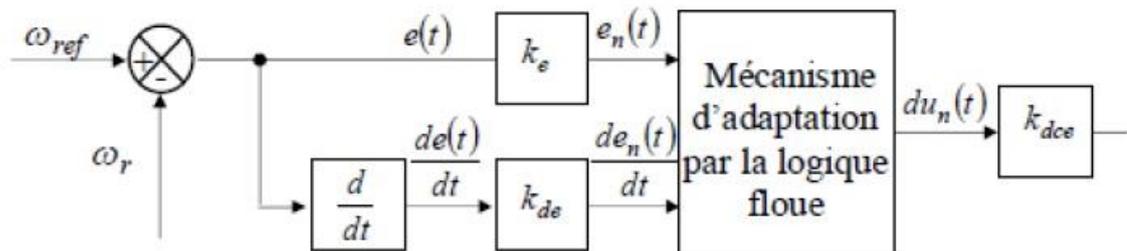


Figure IV.4: Architecture d'une commande floue.

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

L'erreur de vitesse notée  $e$  est définie par :

$$e = \omega_r^* - \omega_r$$

IV.6

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

$$D_e = \frac{E(t+1) - E(t)}{\Delta t} \quad \text{IV.7}$$

Avec :

$K_e$  et  $K_d$  sont les facteurs d'échelle (normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on puisse avoir un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande

#### IV.1.5.2. Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous.

L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté NG;
- Négatif petit noté NP ;
- Environ de zéro noté EZ ;
- Positif grand noté PG ;
- Positif petit noté PP ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi les formes triangulaires et trapézoïdales ce choix est dû à la simplicité de mise en œuvre;

La représentation de ces ensembles flous est donnée par la Figure (IV.5).

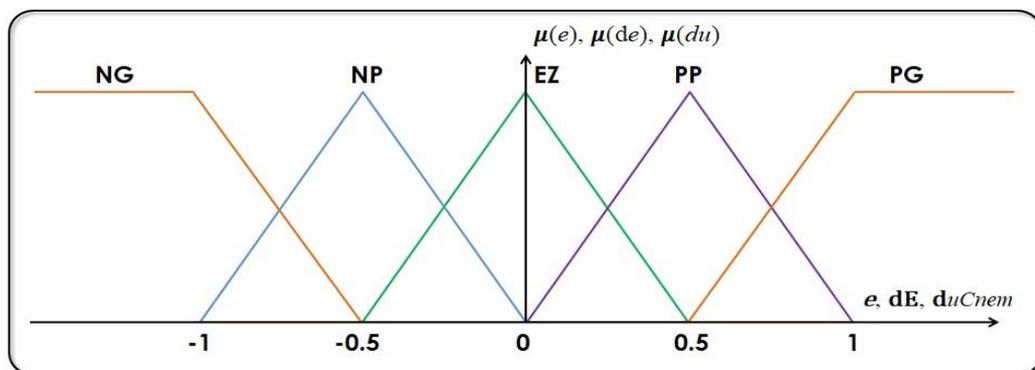


Figure IV.5: Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

#### IV.1.5.3. Méthode d'inférence

Il y a plusieurs méthodes d'inférence pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence "Max-Min". Dans cette méthode, l'opérateur « ET » est représenté par la fonction Min, l'opérateur « OU » par la fonction Max et pour la conclusion, l'opérateur « ALORS ».

Le nombre des ensembles flous pour  $e$  et  $De$  est cinq donc il nous faut  $5 \times 5 = 25$  règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important. Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence donnée par le tableau (IV.6).

$dU_n$		$de_n/dt$				
		NG	NP	EZ	PP	PG
$E_n$	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Figure IV.6: Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes:

Si E est PG et dE est PG Alors dCnem est PG

Si E est EZ et dE est EZ Alors dCnem est EZ

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est PG), alors il faut un appel de couple grand (dCnem est PG) nem d pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et dE est) lors grader le même couple (dCnem et EZ).

#### IV.1.5.4. Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables

Flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs 'ET' 'OU' et 'Alors' par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la Méthode d'inférence « Max-Min ». dans cette méthode l'opérateur 'Et' est représenté par la fonction Produit, l'opérateur 'Ou' par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur 'Alors' est représenté par la fonction Produit.

#### IV.1.5.5. Défuzzification

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

$$X_{GR} = \frac{\int x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad \text{IV.8}$$

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

$$dC_{nom} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} X_{Gi}}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci}} \quad \text{IV.9}$$

Ou:

$dC_{nom}$  Correspondant à la ième règle et  $X_{Gi}$  est l'abscisse de son centre de gravité.

#### IV.1.5.6. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation ( $e$ ) et de sa dérivée ( $de$ ) tel que  $C_{em} = f(e, de)$ , par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande  $dC_N$  nécessaire; permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est:

$$C_{em}(t) = C_{em}(t-1) + G_{du} dC_{nom} \quad \text{IV.10}$$

Avec:

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

#### IV.1.6. Réglage de vitesse de la MASDE par un contrôleur floue

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double étoile pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (IV.7). Ce schéma est similaire à celui de la figure (III.6), sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

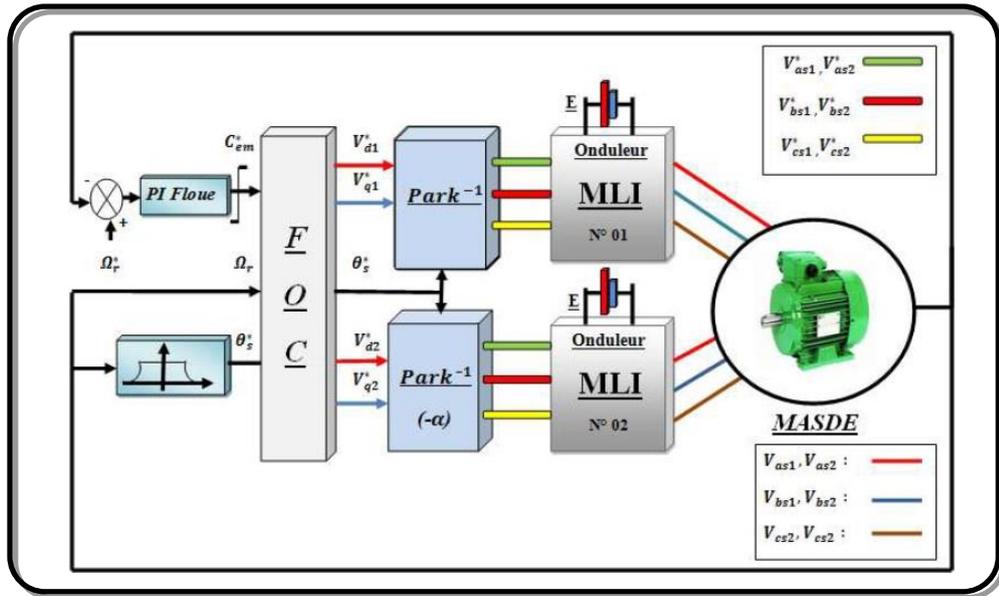


Figure IV.7: Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.

#### IV.1.7. Simulation et interprétation des résultats

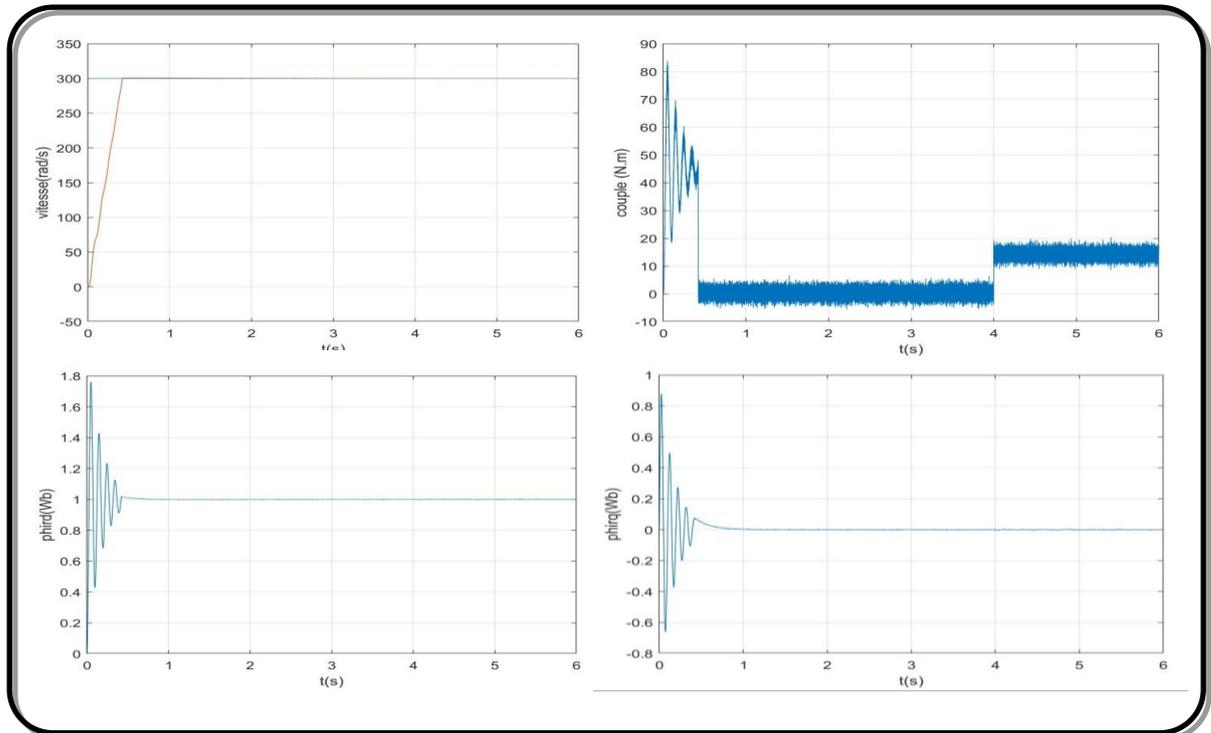
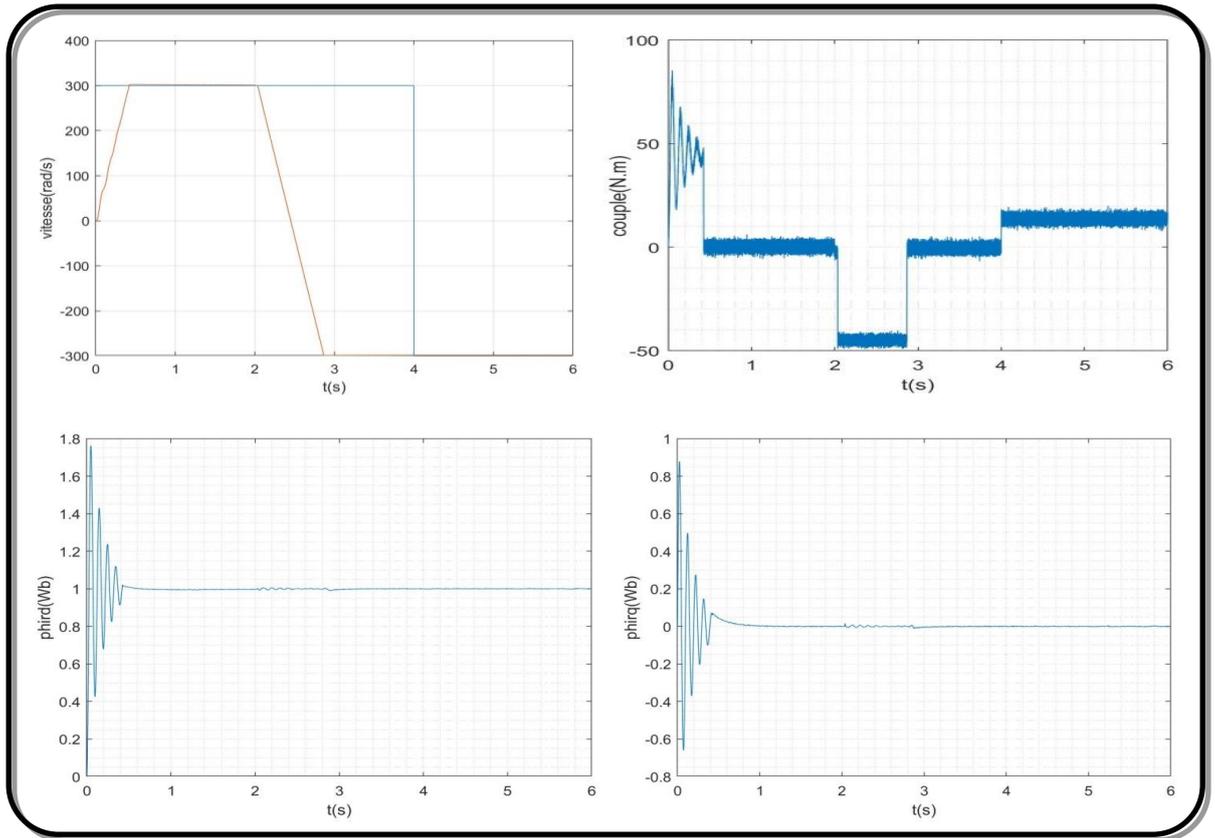


Figure IV.8: Performances de la MASDE sous la commande floue



**Figure IV.9: Performances de la MASDE sous la commande PI-floue (Inversion du sens de rotation).**

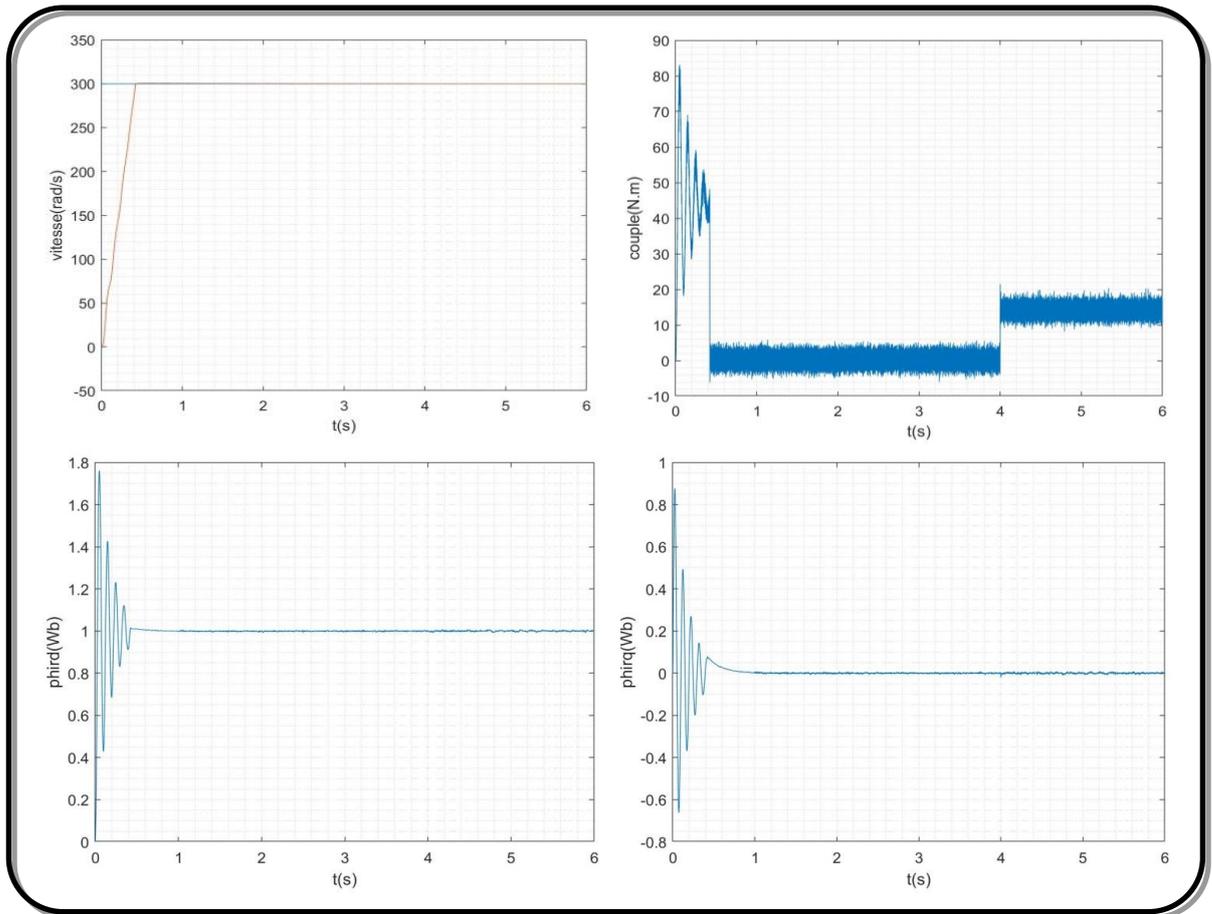
La figure IV.8 représente les performances de la commande floue en charge après un démarrage à vide. La charge est présentée par un couple résistant de valeur  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à  $t=4\text{s}$ . Et  $\omega_r^* = 300\text{rd/s}$

La figure IV.9 est présente les performances de la commande floue en inversion de sens de rotation à l'instant  $t = 2\text{s}$ , ( $300\text{à} -300 \text{ rd/s}$ )

#### **IV.1.8. Tests de robustesse**

##### **IV.1.8.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique**

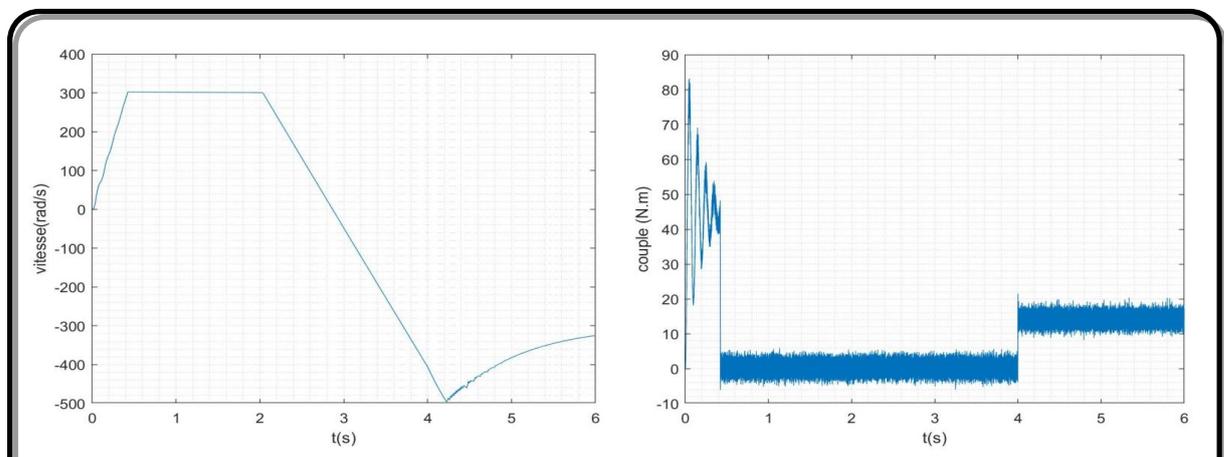
Dans cet essai, on a fait varier la résistance rotorique de 50%,100%,150% de sa valeur nominale, La figure (IV.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse et les composantes du flux rotorique. D'après ces résultats, on remarque la vitesse de référence au bout de  $t = 4\text{s}$  et présente un dépassement de 0%.



**Figure IV.10: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de Résistance rotorique.**

#### IV.1.8.2. Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MASDE à flux rotorique orienté munie d'un réglage par logique floue. La figure (IV.11) présente les réponses dynamiques, de la vitesse et des composantes du flux. D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie influe peu sur la réponse de la vitesse et n'entraîne dépassement.



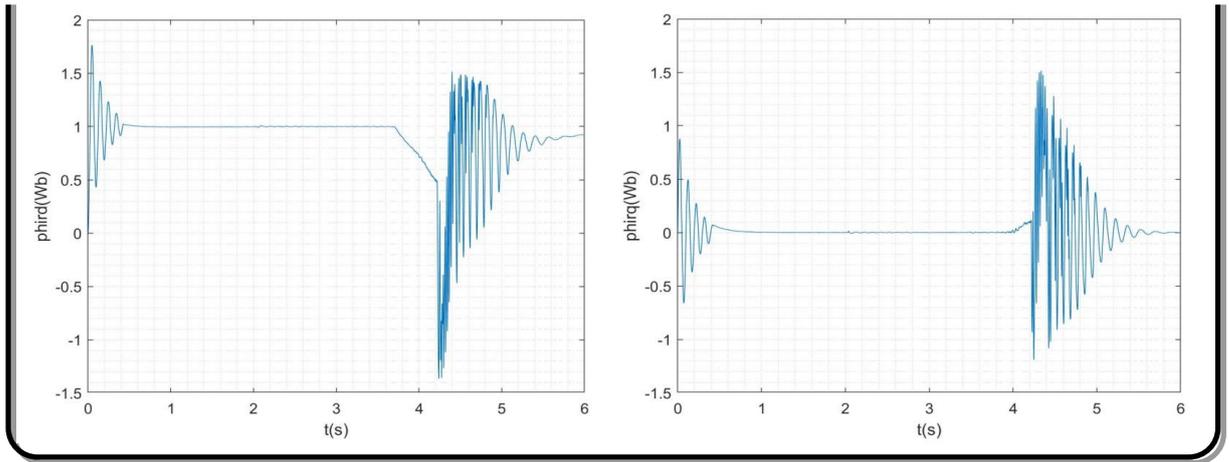


Figure IV.11: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J.

## IV.2. Commande par mode glissant de la MASDE

### IV.2.1. Principe de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement [47]. La commande de tels systèmes par mode de glissant a en général deux modes de fonctionnement (figure IV.12):

Le mode non glissant (reaching mode) ou mode d'accès, ou encore mode de convergence (MC).

Le mode glissant (sliding mode).

Ainsi, la trajectoire de phase, partant d'une condition initiale quelconque, atteint la surface de commutation en un temps fini, (mode non glissant), puis tend asymptotiquement vers le point d'équilibre avec une dynamique définie par le mode glissant [48].

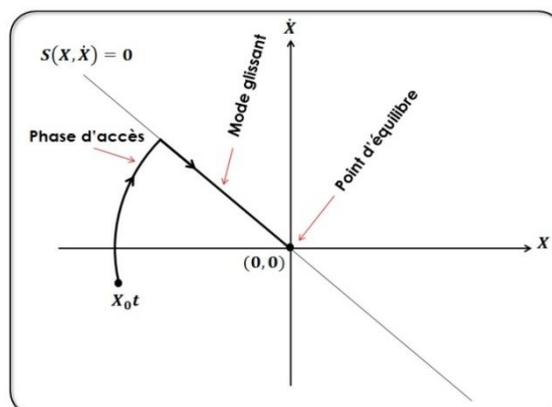


Figure IV.12 : Modes de fonctionnement dans le plan de phase

### IV.2.2. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissant

La conception de la commande par mode de glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [47], [49] :

Choix des surfaces de glissant ; Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ; Détermination de la loi de commande.

#### IV.2.2.1. Choix des surfaces de glissant

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad \text{IV.11}$$

Où  $[X] \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $[U] \in \mathbb{R}^m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ . Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ .

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence plusieurs travaux [50], [49], [51], [52] proposent la forme générale suivante :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n+1} e(x) \quad \text{IV.12}$$

Avec :

$\lambda$  : gain positif.

$e(x) = x - x^*$  écart de la variable à réguler.

Dériver afin de faire apparaître la commande, laquelle assurant la contrôlabilité;  $S(x)$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

#### IV.2.2.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissant et d'y rester indépendamment de la perturbation [53]. On présente deux types de conditions qui sont :

##### 1. Approché directe

Cette approche-là plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Ut kin. Elle est donnée sous la forme, [54] :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad \text{IV.13}$$

##### 2. Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire Positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction

$$\dot{V}(X) < 0 \quad \text{IV.14}$$

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad \text{IV.15}$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X) \quad \text{IV.16}$$

Cette approche est utilisée pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [49], [55], [56].

#### IV.2.2.3. Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissant (L'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissant. L'obtention d'un régime de glissant suppose une commande discontinue.

La surface de glissant devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $U_{eq}$ ) et l'autre la stabilité ( $U_n$ ).

$$U = U_{eq} + U_n \quad \text{IV.17}$$

$U_{eq}$  correspond à la commande proposée par Filippo. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissant  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle ( $\dot{x} = 0$ ).

La commande discrète  $U_n$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [53], [47].

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (IV.11).

On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ . La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad \text{IV.18}$$

En remplaçant (IV.11) et (IV.17) dans (IV.18), on trouve:

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial s}{\partial t} \{[A][X] + [B]U_{eq}\} + \frac{\partial s}{\partial t} [B]U_n \quad \text{IV.19}$$

Durant le mode de glissant et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{ds}{dx} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{ds}{dx} [A][X] \right\} \quad \text{IV.20}$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{ds}{dx} [B] \neq 0 \quad \text{IV.21}$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.18), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial s}{\partial t} [B]U_n \quad \text{IV.22}$$

Et la condition d'attractivité  $S(X)\dot{S}(X) < 0$  devient :

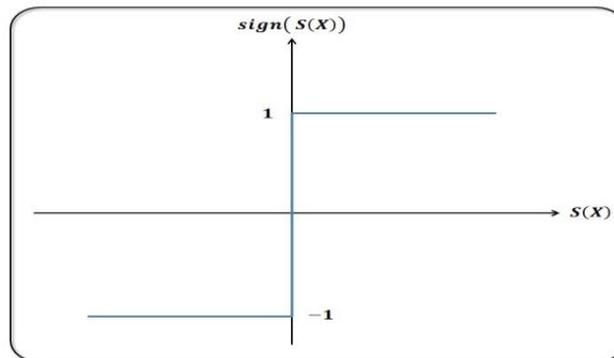
$$\dot{S}(X) = \frac{\partial s}{\partial t} [B]U_n < 0 \quad \text{IV.23}$$

Afin de satisfaire la condition, le signe d' $U_n$  doit être opposé à celui de  $S(x)$ .

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction Sign (figure IV.13).

$$U_n = K_s \text{Sign } S(X) \quad \text{IV.24}$$

Le signe de  $K_s$  doit être différent de celui de  $S(x)$ .



**Figure IV.13: Fonction signe (non linéarité tout ou rien)**

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissant, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [25]. La figure (IV.14) représente le phénomène broutement.

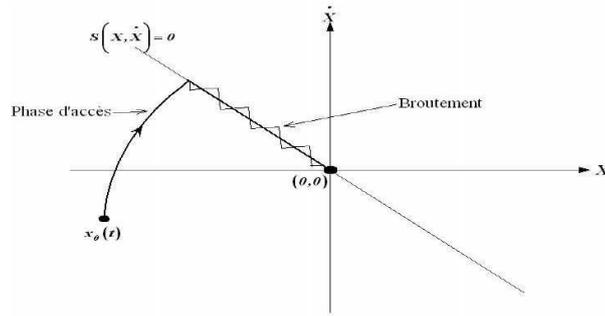


Figure IV.14: Phénomène de broutement

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure IV.15).

$$\text{Sat}(S_X) = 1 \quad \text{si } S_X > \varepsilon \quad \text{IV.25}$$

$$\text{Sat}(S_X) = -1 \quad \text{si } S_X < -\varepsilon \quad \text{IV.26}$$

$$\text{Sat}(S_X) = \frac{S(X)}{\varepsilon} \quad \text{si } |S_X| \leq \varepsilon \quad \text{IV.27}$$

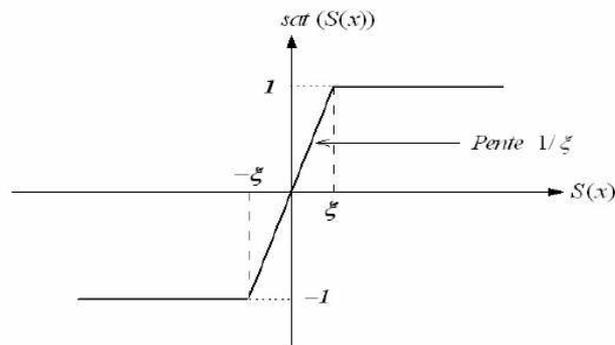


Figure IV.15 : Fonction de saturation ( $\varepsilon > 0$  et petit)

### IV.2.3. Réglage de la vitesse par mode glissant

#### IV.2.3.1. Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif  $n-1$  est de la forme suivante :

$$S(W_r) = W_{ref} - W_r \quad \text{IV.28}$$

On a:

$$\Omega = W_r / P \quad \text{IV.29}$$

D'où : En dérivant la surface  $S(W_r)$ , on obtient :

$$\dot{S}(W_r) = \dot{W}_{ref} - \dot{W}_r \quad \text{IV.30}$$

On obtient l'équation suivante:

$$\dot{S}(W_r) = -\frac{P}{j}C_e + \frac{P}{j}C_r + \frac{F_r}{j}W_r \quad \text{IV.31}$$

#### IV.2.3.2. Détermination des paramètres de la commande

On peut présenter le couple de référence par l'équation suivante :

$$C_{em}^* = C_{eq} + C_n \quad \text{IV.32}$$

Généralement au niveau de la commande MASED, nous avons la formule suivante :

$$C_n = C_{em}^* \quad \text{IV.33}$$

Dans l'équation (IV.32), on trouve :

$$\dot{S}(W_r) = -\frac{P}{j}C_e - \frac{P}{j}C_n + \frac{P}{j}C_r + \frac{F_r}{j}W_r \quad \text{IV.34}$$

En posant la condition suivante  $C_r = 0$ , donc nous allons obtenir

$$\dot{S}(W_r) = -\frac{P}{j}C_e - \frac{P}{j}C_n + \frac{F_r}{j}W_r \quad \text{IV.35}$$

#### IV.2.3.3. Commande équivalente

Durant le mode de glissant et le régime permanêt, on a  $S(W_r) = 0$  et par conséquent  $\dot{S}(W_r) = 0$  et  $C_n = 0$  d'où on tire la commande équivalente à partir de relation :

$$C_{eq} = \frac{F_r}{j}W_r \quad \text{IV.36}$$

#### IV.2.3.4. Commande non linéaire de type discontinue

Durant le mode de convergence  $C_n \neq 0$ , la condition  $S(W_r)\dot{S}(W_r) < 0$  doit vérifier.

En remplaçant (IV.36) dans (IV.35), on obtient :

$$\dot{S}(W_r) = \frac{P}{j}C_n \quad \text{IV.37}$$

#### IV.2.3.5. Choix de fonction de commutation

On prend la commande douce suivante :

$$C_n = K \text{ sat}(S(W_r)) \quad K > 0 \quad \text{IV.38}$$

#### IV.2.3.6. Application

**K= 100**

L'application de réglage de vitesse par mode glissant sur la MASED avec la méthode indirecte est illustrée par la (figure IV.16)

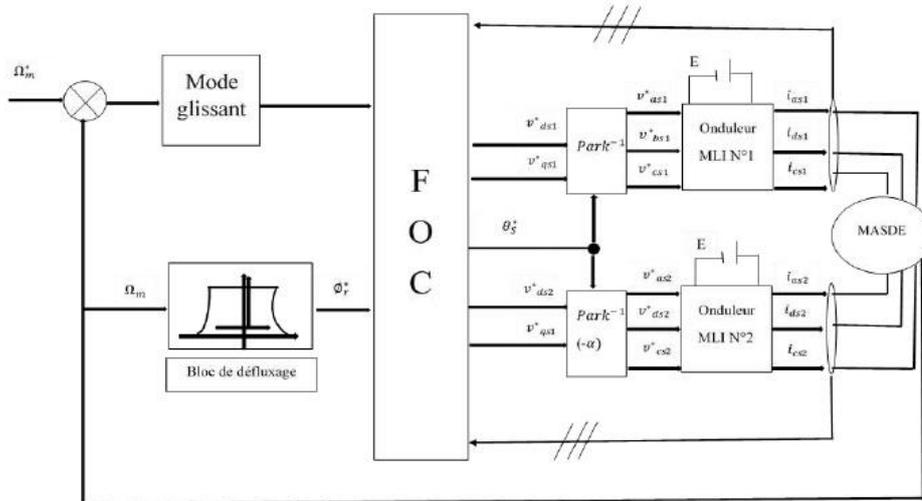
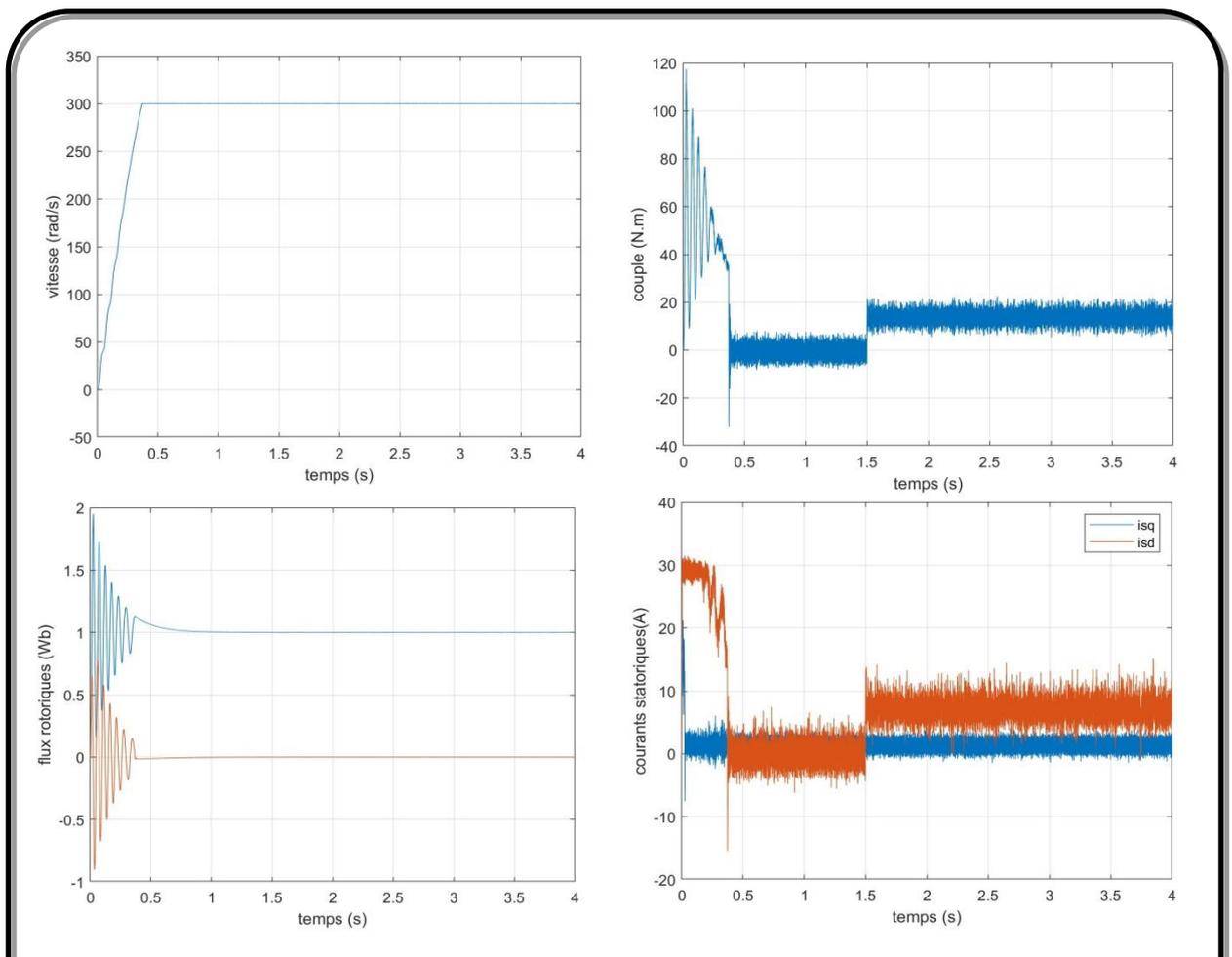
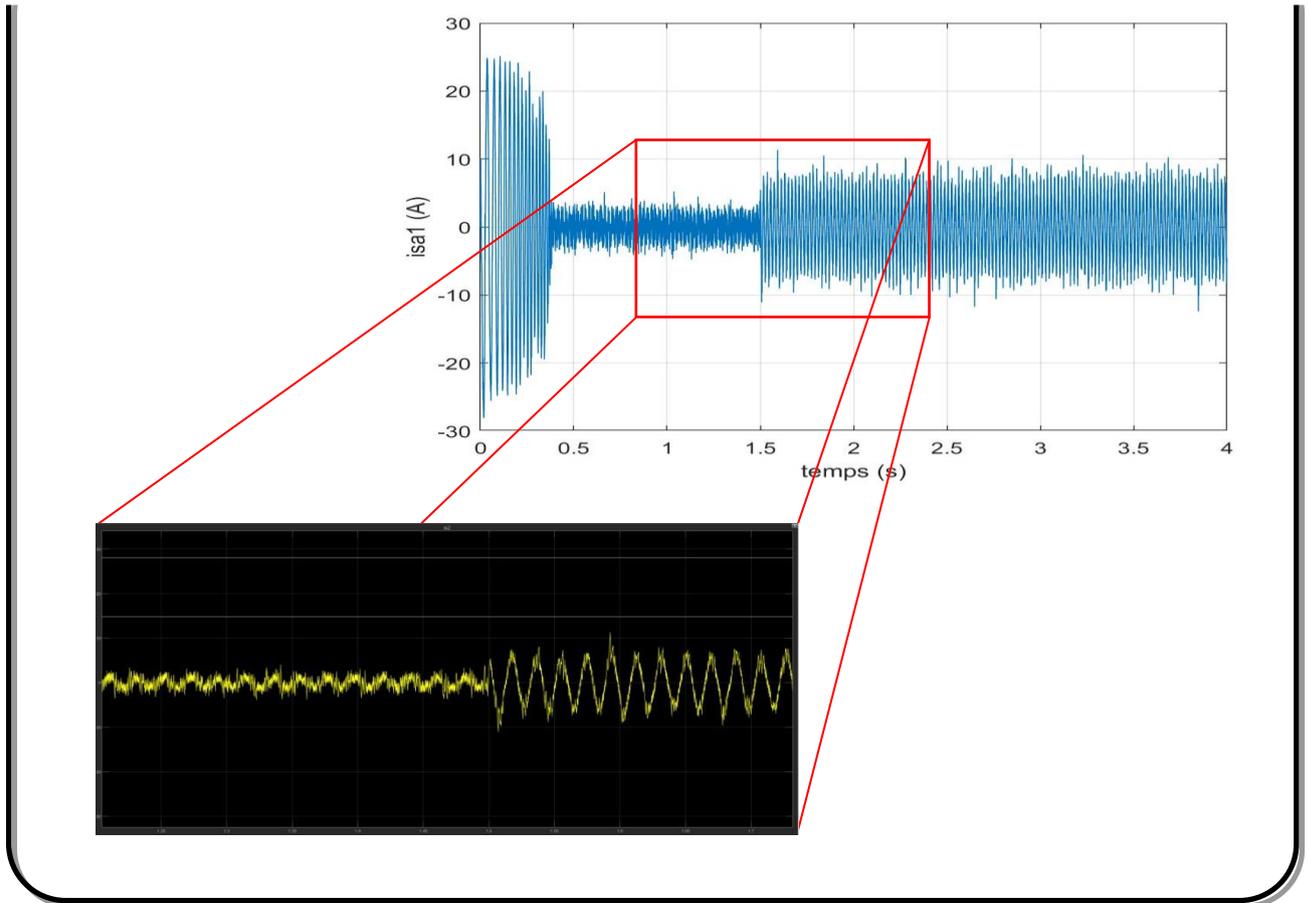


Figure IV.16 : Schéma bloc réglage de la vitesse par mode glissement.

#### IV.2.4.Simulation et interprétation des résultats





**Figure IV.17: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par Mode glissement, suivi de l'application d'une charge à l'instante  $t=1.5$  s**

La fig. (IV.17) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation de la vitesse par mode glissement, en fonctionnement à vide suite de l'application des charges  $C_r = 14$  N.m à l'instante  $t = 1.5$  s, en imposant la vitesse de référence  $\Omega_{ref} = 300$ (rd/s). Au démarrage et pendant le régime transitoire,  $t = 0.6$ s sans dépassement.

Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 116 N.m à  $t = 0.1$ s. Puis il rejoint le régime permanente (à  $t = 0.37$ s) sans dépassement.

#### **Interprétation des résultats**

D'après les résultats de simulation, on remarque les mêmes résultats qu'en l'égard de la commande vectorielle sont obtenus avec la commande par mode glissant, concernant les deux modes de fonctionnement de la machine

(moteur et générateur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par mode glissement, car l'insertion des charges n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) de la vitesse.

### IV.3. Commande floue-glissant de la MASDE

#### IV.3.1. Conception d'une commande floue-glissant

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en floue-glissant. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur par mode de glissement à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi, [58], [59], [60], voir la Figure (IV.18)

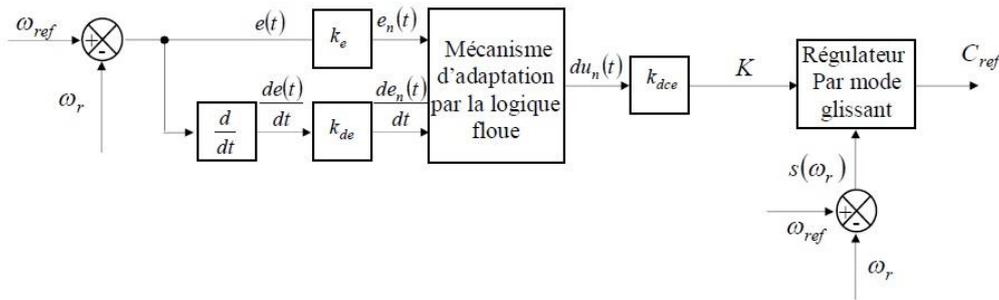


Figure IV.18: Architecture d'une commande floue-glissant

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur floue permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées  $e(t)$  et  $e^*(t)$  et l'inférence des règles floues. En général,  $e(t)$  représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne [61],

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \tag{IV.39}$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne [61],[62].

$$\frac{de(t)}{dt} = e^*(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e} \tag{IV.4}$$

$T_e$  : Étant la période d'échantillonnage.

##### IV.3.1.1. Fuzzification

La Fuzzification est liée au caractère vague et à l'imprécision dans un langage naturel.

Le traitement de données dans un contrôleur floue est basé sur la théorie des ensembles flous ; ceci nécessite donc une Fuzzification. Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que lors de petit phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépasser dans ce cas. A titre d'exemple, prenons comme entrées du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation d'une machine : Voir les équations IV.39 et IV.40

### IV.3.1.2. Defuzzification

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre de gravité [63], [64].

Dans [31], une analyse détaillée de plusieurs stratégies de Defuzzification est présentée. La méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

La variation du couple électromagnétique de référence ( $du_n$ )[65], [66].

$$du_n(t) = \frac{\sum_{j=1}^{25} \mu(e_n(t))\mu\left(\frac{de_n(t)}{dt}\right)C_jS_j}{\sum_{j=1}^{25} \mu(e_n(t))\mu\left(\frac{de_n(t)}{dt}\right)S_j} \quad \text{IV.41}$$

### IV.3.1.3. Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [33],[64].

La figure (IV.19) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées  $e_n(t)$ ,  $\frac{de_n(t)}{dt}$ , et  $du_n(t)$  Respectivement .

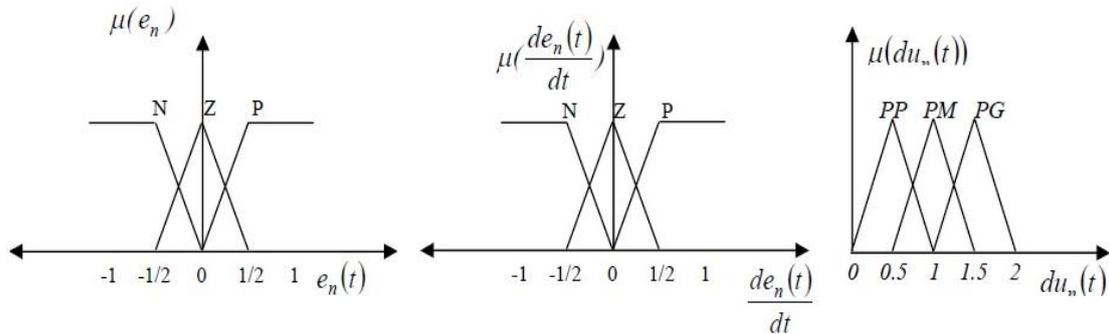


Figure IV.19: Les fonctions d'appartenance du contrôleur flou.

Les classes sont notées comme suit :

- |                     |              |
|---------------------|--------------|
| PP : positif petit. | Z : zéro.    |
| PM : positif moyen. | N: négatif . |
| PG : positif grand. | P : positif. |

### IV.3.1.4. Inférences floues

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [67], [68].

L'approche est proposée pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir:

- Méthode d'inférence Somme- Produit.

En effet, les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en se basant sur l'étude de variations de la commande. Celle-ci permet de retrouver la table d'inférence anti - diagonale classique pour un système flou ayant comme entrées l'erreur  $e_n(t)$  et la dérivée  $\frac{de_n(t)}{dt}$  et comme sortie  $du_n(t)$  fuzzifiées par trois fonctions d'appartenance.

$du_n(t)$		$\frac{de_n(t)}{dt}$		
		N	Z	P
$e_n(t)$	N	PG	PM	PP
	Z	PM	PP	PM
	P	PP	PM	PG

Figure IV.20: La table d'inférence.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si  $e_n$  est P et  $\left(\frac{de_n}{dt}\right)$  est P Alors  $du_n$  est PG

Si  $e_n$  est Z et  $\left(\frac{de_n}{dt}\right)$  est Z Alors  $du_n$  est PP

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence ( $e_n$  est P) , alors il faut un appel de gain grand ( $du_n$  est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. et si la vitesse atteint sa référence et s'établit ( $e_n$  est Z et  $\left(\frac{de_n}{dt}\right)$  est Z) alors imposer un gain petit ( $du_n$  est PP).

#### IV.3.2. Loi de commande pour le régulateur glissant-flou

Cette loi est fonction de l'erreur de la vitesse de rotation  $e_n(t)$  et de sa dérivée  $\frac{de_n(t)}{dt}$  telle que  $= f(e_n, de_n)$ . Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande  $du_n(t)$  nécessaire permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne .

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$K(t) = |K_{dce} du_n(t)| \quad \text{IV.42}$$

Où

$K(t)$  : Gain du régulateur glissant.

$K_{dce}$ : Gain de normalisation.

$du_n$ : Variation de la commande.

L'erreur et la dérivée de l'erreur sont adaptées comme suit :

$$e(t) = K_e e_n(t) \quad \text{IV.43}$$

$$\frac{de(t)}{dt} = K_{de} \frac{de_n(t)}{dt} \quad \text{IV.44}$$

Donc la loi de commande pour le couple de référence :

$$C_{ref} = K(t) \text{sat}(s(\omega_r)) + \frac{f_r}{p} \omega_r \quad \text{IV.45}$$

On obtient la forme suivante :

$$C_{ref} = |K_{dce} du_n(t)| \text{sat}(s(\omega_r)) + \frac{f_r}{p} \omega_r \quad \text{IV.46}$$

Nous avons proposé une commande par mode glissant basée sur la variation de gain glissant  $K$  pour augmenter la rapidité et la précision; dans ce sens, le Mécanisme flou d'ajustement du gain  $K$  est donné par le comportement de l'erreur et la dérivée d'erreur telle qu'il faut choisir les fonctions d'appartenance du gain  $K$  qui assure la rapidité de convergence de commande et minimiser de l'erreur .

### IV.3.3. Schéma de commande de la MASDE

Ce schéma (IV.21) général pour la commande de MASDE peut aussi bien s'appliquer dans le cas de la régulation par mode glissant que dans le cas de la commande par le mode glissant-floue .

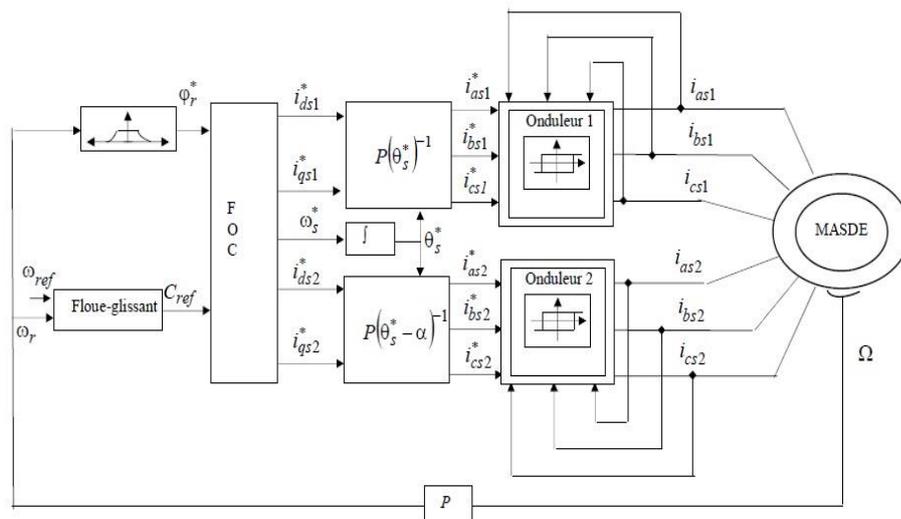


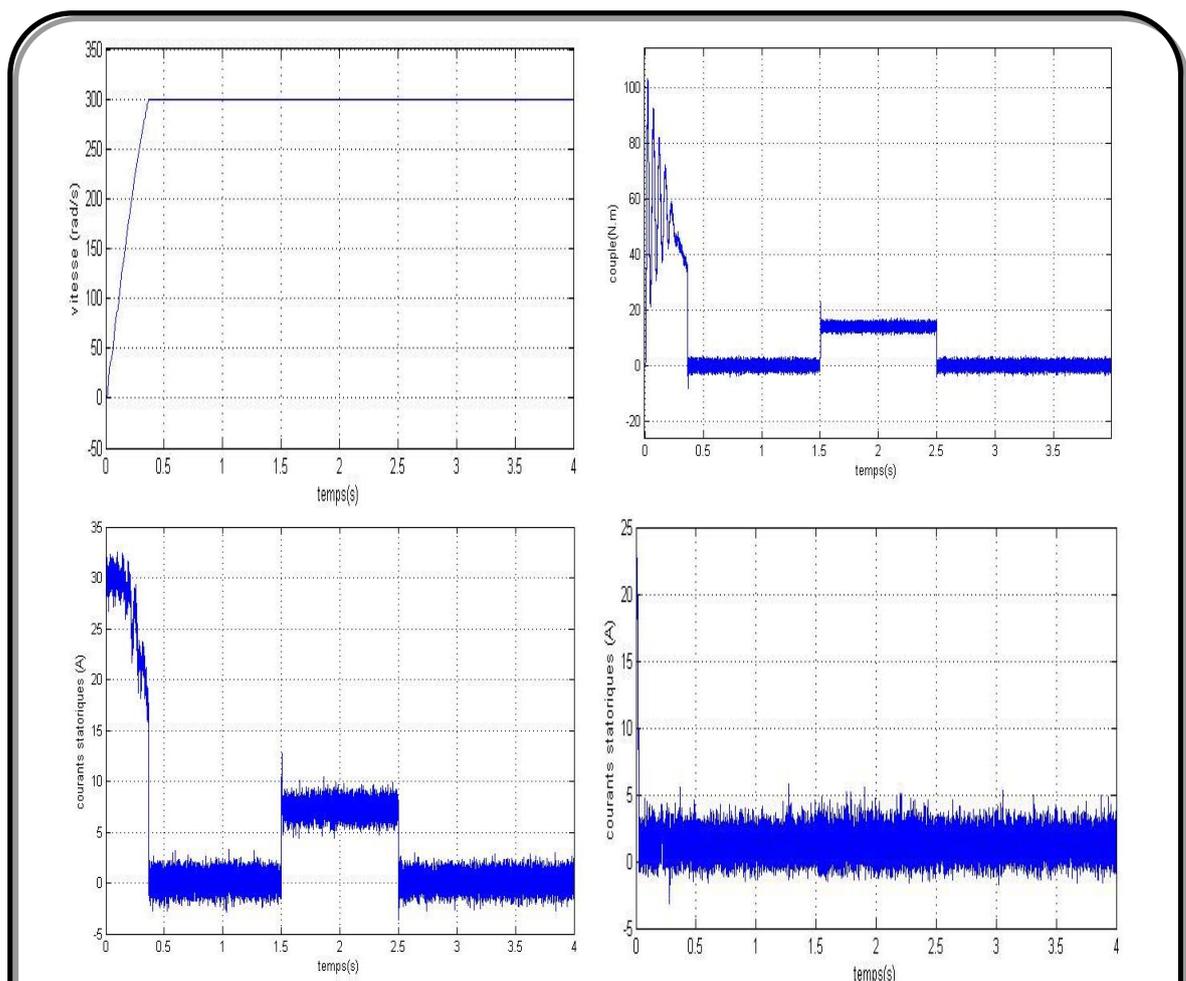
Figure IV.21: Structure de réglage par un régulateur Flou-glissant de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile

### IV.3.4. Résultats de simulation et interprétation

#### Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge

La figure(IV.22) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à  $t=1.5s$ . D'après les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

Cette figure montre les performances de régulation pour la commande par l'approche flou-glissant. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de  $t=0.37$  (s) . La composante directe de flux rotorique marque un pic de  $\Phi_{dr} = 1.7(wb)$  puis se stabilise à sa valeur de référence, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de  $\Phi_{qr} = 0.7(wb)$  puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique.



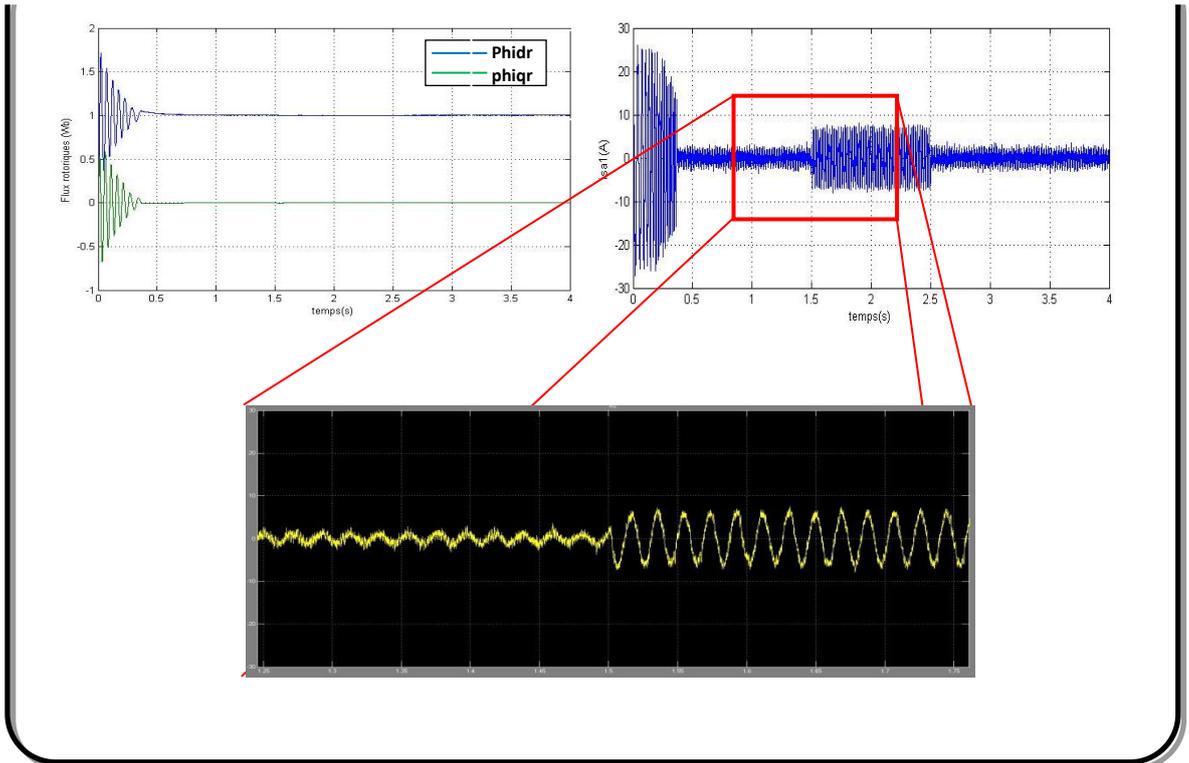


Figure IV.22: Réponse dynamique de la machine avec application de la commande flou-glissant lors de l'introduction d'un couple de charge de ( $C_r = 14 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t = 1 \text{ (s)}$

#### IV.3.5. Comparaison de l'effet Chattering

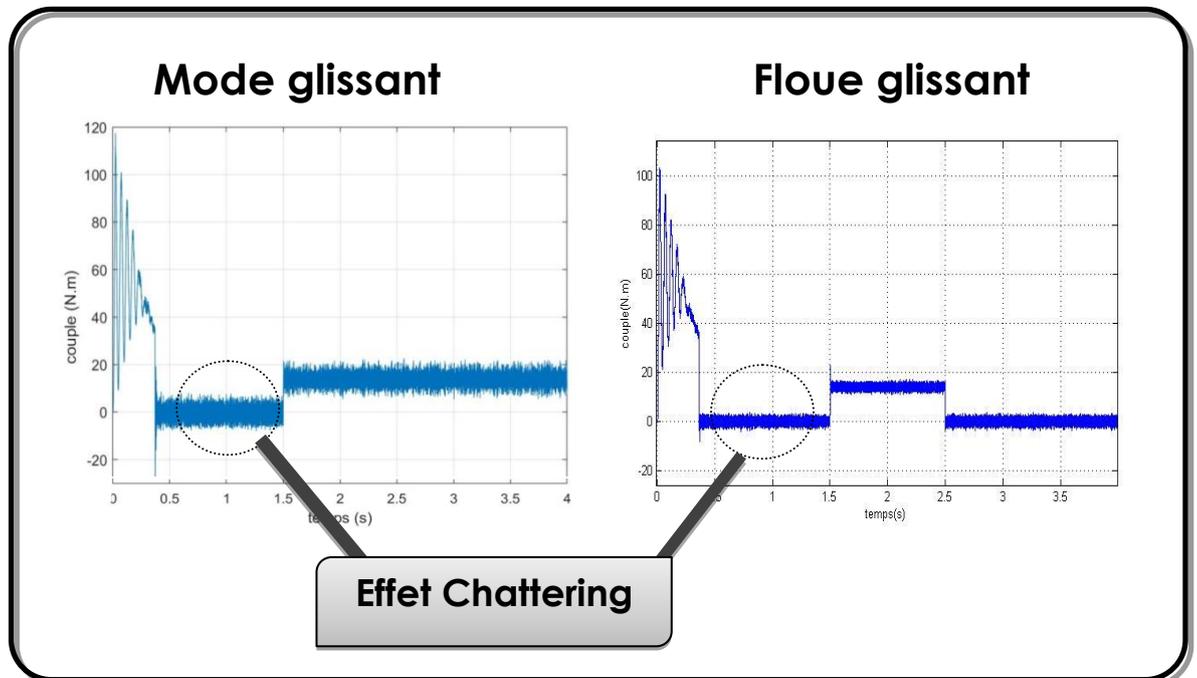


Figure IV.23: Comparaison de l'effet Chattering entre la commande par mode glissant et celle par le floue glissant.

La figure (IV.23), présente la comparaison de l'effet Chattering entre la commande par mode glissant et celle par mode glissant floue.

D'après les résultats de simulation on remarque que la commande par le mode glissant flou donne de bonnes performances vis -à- vis la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement, avec assurance pour le découplage et l'orientation, le courant statorique a une allure sinusoïdale, ainsi, qu'un rejet total de perturbation.

Par la comparaison de cette technique de commande appliqué sur une machine asynchrone double étoile avec les précédentes commandes qui ont déjà été traitées, on remarque que cette dernière a donné de bons résultats par rapport à la commande par mode de glissement en éliminant l'effet Chattering, et par rapport à la commande floue elle est plus robuste vis à vis les perturbations externes et les variations paramétriques, en donnant une commande lisse et sans dépassement.

#### IV.4. Conclusion

Dans ce dernier chapitre qui est l'essentielle de notre étude pour la comparaison entre différents contrôleurs on a conclu ce qui suit :

Comme technique de commande avantageuse, **la commande floue** avec sa possibilité de contrôle des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation complète, on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique.

Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone double étoile à flux rotorique orienté, afin de régler la vitesse.

Les résultats de simulation montrent que le régulateur flou possède de très bonnes performances dynamiques par rapport au régulateur PI classique, et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (consigne de vitesse, couple résistant). Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie

**La commande par mode de glissant** sur la MASDE, l'objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, La régulation de la vitesse par le mode de glissant, quoi qu'elle soit dans les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont plus rapides à vide et plus robustes lors de la variation de la charge

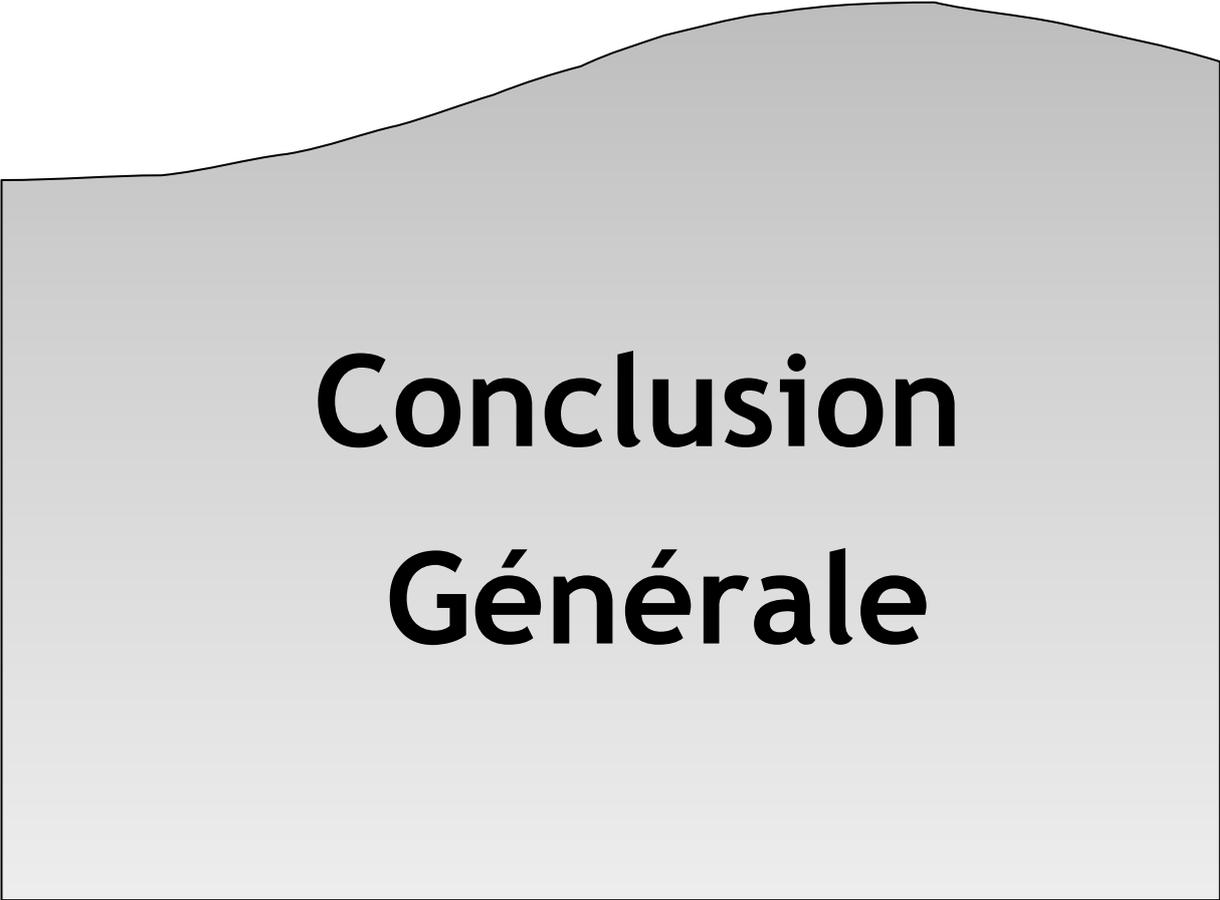
De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI.

Car les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et précision), c'est à-dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet de la perturbation.

Enfin, nous avons utilisé **la commande floue glissante** qui relie entre la commande floue dont les performances qui est très convoitée par les chercheurs, et la commande par le mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations extérieures et paramétriques, ce qui fait une commande hybride combine les avantages des deux techniques.

Malgré la diminution des règles floues et ces outils d'analyse, lorsque nous avons appliqué cette commande floue-glissant sur la MASDE, cela nous a donné de bons résultats tout en s'affranchissant les problèmes de broutement de la commande par mode glissant

Les résultats de simulation obtenus prouvent la robustesse de cette commande, ce qui permet d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent.



**Conclusion  
Générale**

## CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons présenté la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile (MASDE). L'objectif étant de faire une étude comparative des performances pour le réglage de la vitesse de la MASDE utilisant plusieurs techniques de réglage (PI, flou, glissant, flou glissant), afin de concevoir une commande robuste de l'ensemble convertisseur-machine.

Dans le premier chapitre on a opté pour la modélisation de la MASDE car elle est une étape très importante pour l'étude et la commande, prenant en considération certaines hypothèses simplificatrices pour réduire la complexité du système, puis nous avons utilisé la transformation de Park pour simplifier et passer à un système biphasé.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'alimentation de la MASDE à travers deux onduleurs triphasés à deux niveaux commandés par la technique MLI.

Dans le troisième chapitre, et afin de découpler les deux parties électrique et mécanique de la machine, pour séparer la commande du couple et de flux, nous avons appliqué la commande vectorielle basée sur l'orientation de flux rotoriques, en utilisant des régulateurs PI classiques pour le réglage de la vitesse.

Face aux inconvénients de la régulation à base des algorithmes de réglage classiques (régulateurs PI) tels que la sensibilité aux incertitudes et aux variations paramétriques de la machine, on a proposé des techniques de réglage robuste basées sur la logique floue et le mode glissant.

Le dernier chapitre a été l'objet de l'application de techniques de réglage avancées basées sur la logique floue qui l'un des outils de l'intelligence artificielle et le mode glissant, ainsi l'hybridation entre ces deux techniques.

La commande par logique floue possède de très bonnes performances dynamiques par rapport au régulateur PI classique, en outre, il est robuste vis-à-vis les variations paramétriques de la machine, ceci revient au fait que la logique floue ne tient pas compte du modèle du système à commander (le système est considéré comme une boîte noire).

L'inconvénient major de la logique floue est le manque des directives précises pour la conception d'un régulateur flou. Pour une commande robuste et plus simple à construire, on a appliqué la commande par mode glissant.

La commande par mode glissant présente des meilleures performances (stabilité, rapidité, précision), son inconvénient major c'est bien l'effet Chattering nuisible est indésirable pour les actionneurs.

Une commande hybride basée sur les l'utilisation des deux techniques précédentes dite: commande floue glissante a été appliquée. Cette technique permet de réduire l'effet Chattering et de combiner les avantages des deux techniques: la logique floue et le mode glissant.

Tous les chapitres ont été l'objectif des résultats de simulation obtenus par le logiciel Matlab/Simulink.

ANNEXE

Caractéristique de la MASDE:

<b>Puissance nominale</b>	$P_n = 4.5KW$
<b>Tension nominale</b>	$V_n = 220V$
<b>Courant nominal</b>	$I_n = 6.5A$
<b>Vitesse nominale (synchronisme)</b>	$v_n = 300tr/mn$
<b>Fréquence nominale</b>	$f_s = 50Hz$
<b>Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)</b>	$r_1 = r_2 = 3.72\Omega$
<b>Résistance d'une phase rotorique</b>	$r_r = 2.12\Omega$
<b>Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)</b>	$L_1 = L_2 = 0.022H$
<b>Inductance propre cyclique d'une phase rotorique</b>	$L_r = 0.006H$
<b>Inductance mutuelle cyclique stators-rotor</b>	$L_m = 0.3672H$
<b>Coefficient de frottement</b>	$K_f = 0.001N.ms/rd$
<b>Moment d'inertie</b>	$J = 0.0625kg.m^2$

## BIBLIOGRAPHIES

- [1] H. AMIMEUR, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement. Mémoire de Magister, université de Batna, 2008.
- [2] D. HADIOUCHE, contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, 2001.
- [3] S. KERCHA et W. GOUBI, Etude et modélisation des machines électriques double étoile. Mémoire de Master. Université de Ouargla, 2013.
- [4] E. MERABET, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Magister, université de Batna, 2008.
- [5] K. MAROUANI, Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile, Thèse de Doctorat. Ecole Militaire Polytechnique France, 2010.
- [6] S. BENRABIAM et A. BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone double étoile commande par onduleur multi niveaux, Mémoire d'Ingénieur, université de Msila, 2005.
- [7] A. DJABOREBBI, Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile, Mémoire de Master, université de Ouargla, 2013.
- [8] LAMACHE, Développement et implémentation par logique floue d'une commande DTC d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension PWM, Mémoire de Magistère, université de Sétif, 2003.
- [9] R.BELHADEF; B.BOUTAYA, Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur, Mémoire d'Ingénieur, école militaire polytechnique d'Alger, 2008.
- [10] A. GAID et N. HAOUARI, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur, université de Sidi Bel Abbes, 2007.
- [11] G. SEGUIER, Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, Vol 1: la Conversion Alternative-Continue. Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
- [12] M. YOUSFI et Z. BOUHENAF, Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs, Mémoire d'ingénieur, école militaire polytechnique, Alger, 2007.
- [13] S. BENRABIA et A. BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux, Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [14] G. SALLOUM, Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a doublé alimentation, Thèse de Doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, 2007.

- [15] S. TAMAZOULT, Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation par un convertisseur statique AC/AC à commutation forcée et naturelle, Mémoire de Magister, université de Batna, 2005.
- [16] J. L. THOMAS, Future practical developments in vector control principles, IEE Colloquium - Power Division, Savoy place, London WC2R 0BL, pp. 4/1–4/8, 1998.
- [17] 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, université Henri Poincaré de Nancy, France, 1999.
- [18] S. TAMAZOULT, Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation par un convertisseur statique AC/AC à commutation forcée et naturelle, Mémoire de Magister, université de Batna, 2005.
- [19] G. K. SINGH, K. NAM, S. K. LIM, A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005.
- [20] E. MERABET, A. BELAYALI, Commande par la logique floue d'une machine asynchrone double stator, Mémoire d'Ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [21] R. BABUSKA, Fuzzy Modeling for Control, Boston, MA: Kluwer, 1998.
- [22] R. E. BELLMAN and L. A. ZADEH, Decision Making in a Fuzzy Environment, Manage, 1970.
- [23] J.C.BEZDEK, J.M.KELLER, R.KRISHNAPURAM, and N.R. Pal, Fuzzy Models and Algorithms for Pattern Recognition and Image Processing, Boston, MA: Kluwer, 1999.
- [24] P.P.BONISSONE, V.BADAMI, K.H.CHIANG, P.S.KHEDKAR, K.W.MARCELLE, AND M.J.SCHUTTEN, Industrial Applications of Fuzzy logic at General Electric, Proc. IEEE, 1995.
- [25] J.FONSEC, J.FONSA, J.MARTINS, C.COUTA, Fuzzy Logic Speed Control of an Induction Motor, Microprocessors and Microsystems, 1999.
- [26] S.S.FARINWATA, D.PIROVOLOU, G.J.VACHTSEVANOS, On Input-Output Stability Analysis of a Fuzzy Controller for a Missile Autopilot's Yaw Axis, International Conference on Fuzzy Systems, Orlando, 1994.
- [27] S.CHIU, S.CHAND, D.MOORE, AND A.CHAUDHARY, Fuzzy Logic for Control of Roll and Moment for a Flexible Wing Aircraft, IEEE Control Syst. Mag, 1991.
- [28] L.I.Larkin, A fuzzy Logic Controller for Aircraft Flight Control, In Industrial Applications of Fuzzy Control, M.Sugeno, Ed. Amsterdam, 1985.
- [29] B.Kadmiry and D.Driankov, A Fuzzy Gain-Scheduler for the Attitude Control of An Unmanned Helicopter, IEEE Trans. Fuzzy Syst, 2004.

- [30] K. BIMAL, Expert System, Fuzzy Logic, and Neural Network, Applications In Power Electronics and Motion Control, Proceed of the IEEE, 1994.
- [31] H. BUHLER, Réglage par logique floue, Presses Polytechnique, Université Romande Paris, 1994.
- [32] R. Mudi, Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers, IEEE. Transactions on Fuzzy Systems, 1999.
- [33] T. Takagi, N. Sugeno , Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modelling and Control , IEEE .Trans, on Systems Man and Cybernetics ,1985.
- [34] T. XIAOBO, Z. NAIYAO, T. LUYUAN, W. ZHONGHONG, A Fuzzy Control Scheme for Nonlinear Systems and Its Application to Power Systems, IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems , Beijing , China, 1997.
- [35] L. Zadeh, Fuzzy Sets, Information and Control, 1965.
- [36] L. Zadeh, Outline of New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes, IEEE.Trans SMC, 1973.
- [37] E. H. MAMDANI, Application of Fuzzy Algorithms for Simple Dynamic Plant, Procee. Inst. Elect, 1974.
- [38] M. Sugeno, Industrial Applications of Fuzzy Control, edition Amsterdam, 1985.
- [39] J. CAMILLE BARROS, Applications de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone, Thèse de Doctorat, Université d'Aix Marseille, 2003.
- [40] O. MOHAMED M. LIMAM, Commande par réseaux d'ondelette-floue, Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2014.
- [41] S. DOUDOU, Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multi variables non affines. Mémoire de Master, université de Sétif, 2013.
- [42] N. TALBI, conception des systèmes d'inférence floue par des approches hybrides: application pour la commande et la modélisation des systèmes non linéaires, Mémoire de Master, Université Sétif, 2014.
- [43] N. CHERRAT, Méthodes de commande non linéaires: Appliquées au système hydraulique CE105 à réservoirs couplés et au bras manipulateur, Mémoire de Master, Université de M'sila, 2013.
- [44] Y. LAGGOUN, H. LIMANE, Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue, Mémoire de Master, université de Ouargla, 2017.
- [45] LEKHCHINE S, BAHY T, SOUFI Y, Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014.

- [46] B. LARAFI, A. RACHID, A. KESSAL, E. MERABET, Control Neuro-Fuzzy of a Dual Star Induction Machine ,supplied by Five-Level Inverter, Journal of Power Technologies, 2018.
- [47] A. DENDOUGA, Commande par mode glissant de la machine asynchrone à double Alimentation alimentée par onduleur de tension, Mémoire de Magister, universités de Batna, 2004.
- [48] A. SAIBI, M. O. H. MAHMOUDI, L. NAZLI, Commande par mode de glissement d'une Machine synchrone double étoile alimentée par onduleurs à MLI à trois niveaux, Conférence on Electrical Engineering, Batna University, 2006.
- [49] M. F. BENKHORIS, A. GAYED, Discrete sliding control technique of DC motor drive, IEE Conference Publication No. 429 Power Electronics and Variable Speed drives, 1996.
- [50] A. HAZZAB, I. K. BOUSSERHANE, M. KAMLI, Design of a fuzzy sliding mode controller by genetic algorithms for induction machine speed control, International Journal of Emerging Electric Power Systems, 2004.
- [51] S. J. HUANG, H. Y. CHEN, Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy Compensation for vehicule suspension control, Science Direct, 2006.
- [52] M. KERCHA, Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas, a aimant permanent, mémoire de Magister, université de Batna, 2005.
- [53] M. A. FNAIECH, F. BETIN, F. FNAIECH, G. A. CAPOLINO, Sliding mode control for Dual three-phase induction motor drives, IEEE ISIE, Montréal, 2006.
- [54] G. K. SINGH, K. E. HOLE, Guaranteed performance in reaching mode of. Sliding mode systems, Sadhana, 2004.
- [55] C. P. COLEMAN, D. GRODBLE, A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control, IEEE, 1994.
- [56] C. C. D. WIT, Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [57] A. SAOULI, H. GUENDA, Etude comparative entre la régulation type IP stator, université de Ouargla, 2018.
- [58] F.J. LIN and S.J.L. CHIU, Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control for PM Synchronous Servo Motor Drives, IEEE, 1998.
- [59] T. LAAMAYAD, F. NACERI, R. ABDESSEMED, S. BELKACEM, A Fuzzy Sliding Mode Strategy for Control of the Dual Star Induction Machine, Journal of Electrical Engineering, Romaine,2013.

- 
- [60] T. LAAMAYAD, F. NACERI, R. ABDESSEMED, S. BELKACEM , A New PI-fuzzy Sliding Mode Controller, Application To the Dual star induction machine (DSIM),ICEO'11,Ouargla, 2011.
- [61] G. CALCEV, C. GRECO, B. BONA, Fuzzy Controller Synthesis Using Sliding Mode Approach, NAFIPS/IFIS/NASA'94 Proceeding of the First International Joint Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society Biannual Conference. The Industrial Fuzzy Control and Intelligent Systems Conference, and the NASA Joint Technology, IEEE, 1994.
- [62] M. KADJOUJ, N. GOLEA, M.E. BENBOUZID, Fuzzy Rule-Based Model Reference Adaptive Control for PMSM Drives, Serbian Journal of Electrical Engineering, 2007.
- [63] L.A. ZADAH, the Concept of a Linguistic Variable and Its Applications to Approximate Reasoning, Information Sciences, 1976.
- [64] B.B. MEUNIE, Logique Floue : Principe, Aide à la Décision, Edition Hermes Science, Lavopsier 2003.
- [65] K. Kouzi, Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI-Flou à gains flous adaptés associé à un observateur d'état par mode de glissement, Mémoire de Magister, université de Batna, 2000.
- [66] T. BELKACEM, Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice à double alimentation, application à un système éolien a vitesse variable, Mémoire de Magister, université de Batna,2010.
- [67] A. PAI, D. UMANAND, L. RA, Direct Torque Control of Induction Motor with Extended Kalman Filter , Power Electronics and Motion Control Conference, Proceeding PIEMC, 2000.
- [68] A. Kaufmann, Introduction à la Théories des Sous Ensemble Flous à l'usage des Ingénieur, Tome1, Edition Mascon, Paris, New York, Barcelone, Milon, 197.

**Résumé :** Ce mémoire présente la modélisation, l'alimentation et la commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la technique MLI.

La commande vectorielle est appliquée pour le but de découpler les deux parties électrique et mécanique afin de séparer la commande du couple et celle du flux, en utilisant des algorithmes de réglage classique PI.

L'inconvénient des régulateurs PI est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine. Pour améliorer les performances de la commande, plusieurs stratégies de réglage avancées ont été appliquées, à savoir: la logique floue, le mode glissant, le flou glissant.

Les techniques de commande proposées prouvent leurs robustesse et performances en termes de stabilité, rapidité, précision et l'insensibilité aux variations paramétriques.

**Mots clés :**

Machine Asynchrone Double Etoile - M.L.I - Onduleur de Tension - Commande vectorielle - PI - Logique floue - Mode Glissant - Floue Glissante.

---

**Abstract:** This thesis presents the modeling, feeding and control of a doubly star asynchronous machine powered with two voltage converters and controlled by PWM technique. The Field Oriented Contrôle is applied for the purpose of electrical and mechanical separation to isolate the torque and flow control, using classic IP tuning algorithms. The downside of the PI rate is the sensitivity to parametric changes of the machine. To improve the control performance, several advanced tuning strategies have been applied, which are: Fuzzy Logic Controller, sliding mode, and fuzzy sliding mode. The proposed control techniques prove their strength and performance in terms of stability, speed, accuracy and insensitivity to parametric changes.

**Key words :**

Doubly Star Induction Machine – P.W.M -voltage converters - IP - Field Oriented Contrôle - Fuzzy Logic Controller– Sliding Mode - Fuzzy Sliding Mode.

---

**ملخص :**

تقدم هذه الأطروحة النمذجة والتغذية والتحكم في آلة لا تزامنية ثنائية النجمة مغذات بموجين ثلاثي الأطوار ذو مستويين يتم التحكم فيهما بواسطة تقنية تعديل عرض النبضة.

يتم تطبيق التحكم بالتدفق الدوار لغرض فصل الجزأين الكهربائي والميكانيكي لفصل عزم الدوران والتحكم في التدفق، باستخدام خوارزميات ضبط PI الكلاسيكية.

الجانِب السلبِي للمعدل التناسبي-التكاملي هو حساسية التغيرات في إعدادات الآلة. لتحسين أداء التحكم ، تم تطبيق العديد من استراتيجيات الضبط المتقدمة ، وهي: وحدة التحكم المنطقية الضبابية ، معدل ذو النمط انزلاقي ، معدل ذو نمط ضبابي انزلاقي.

تثبت تقنيات التحكم المقترحة متانتها وأدائها من حيث الاستقرار والسرعة والدقة وعدم الحساسية للتغيرات المتعلقة بالإعدادات.

**كلمات مفتاحية:**

آلة لا تزامنية ثنائية النجمة - تعديل عرض النبضة - موج ثلاثي الأطوار- التحكم بالتدفق الدوار - معدل تناسبي تكاملي - وحدة التحكم المنطقية الضبابية - معدل ذو نمط انزلاقي - معدل ذو نمط ضبابي انزلاقي .