

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

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE  
N° : ER-06



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE.  
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUES.

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par:**

- HAMIDI Oussama
- HAMIDI Abdelkader

**Intitulé**

**COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE FLOUE**  
**APPLIQUEE A UN MOTEUR ASYNCHRONNE DOUBLE**  
**ETOILE**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Dr. BENGUESMIA Hani	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr. BELHAMDI Saad	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur
Dr. HELLALI Lallouani	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co- Encadreur
Mr. OUAGUENI Fayssal	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019/ 2020**

## *Remerciement*

*Au nom de Dieu, le miséricordieux, louange à Dieu seigneur des mondes et que la prière Et la paix soit sur notre prophète «MOUHAMED » Nous tenons, tout d'abord ; à adresser nos plus profonds et sincères remerciement A notre encadreur «**MR, BELHAMDI SAAD** et **MR,HELLALI LALLOUANI**» Qui a dirigé ce travail, pour tous ses conseils et ses encouragements et Pour ma exprimer leur gratitude pour leur disponibilité et patience, ainsi que pour leurs précieux conseils, remarques pertinentes et leur suivez continu tout au long de la réalisation de ce mémoire dans les meilleures conditions. Nous tenons également à remercier l'ensemble Des membres du jury qui ont fait l'honneur de juger ce travail.*

# *SOMMAIRE*

Remerciements.....	II
Sommaire.....	III
Notations et symboles.....	VI
Liste des figures.....	VIII
Liste des Tableau.....	IX
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE I: MODELISATION ET SIMULATION DE LA MASDE</b>	
<b>I.1. Introduction.....</b>	<b>4</b>
<b>I.2. Les avantages et les inconvénients de la MASDE.....</b>	<b>4</b>
<b>I.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....</b>	<b>5</b>
<b>I.4. Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....</b>	<b>6</b>
I.4.1. Description de la MASDE.....	6
I.4.2. Hypothèses simplificatrices.....	7
I.4.3. Modèle de la machine asynchrone double étoile.....	7
I.4.3.1. Equations électriques de la machine.....	7
I.4.3.2. Equations magnétiques.....	8
I.4.3.3. Equations mécaniques.....	9
<b>I.5. Modélisation biphasée de MASDE.....</b>	<b>10</b>
I.5.1. Choix du référentiel.....	11
I.5.2. Référentiel lié au stator.....	11
I.5.3. Référentiel lié au rotor.....	12
I.5.4. Référentiel lié au champ tournant.....	12
<b>I.6. Application de la transformation de Park.....</b>	<b>12</b>
I.6.1. Equations des tensions.....	12
I.6.2. Equations des flux.....	13
I.6.3. Equation mécanique.....	13
<b>I.7. Mise sous forme d'équation d'état.....</b>	<b>14</b>
<b>I.8. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile.....</b>	<b>17</b>
I.8.1. Introduction.....	17
I.8.2. Onduleur de tension a deux niveaux.....	17
I.8.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle.....	19
<b>I.9. Résultats de simulation.....</b>	<b>21</b>
I.9.1. Interprétations des résultats.....	24

<b>I.10. Conclusion</b> .....	24
<b>CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DIRECT APPLIQUEE A LA MASDE.</b>	
<b>II.1. INTRODUCTION</b> .....	26
<b>II.2. Commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone</b> .....	26
<b>II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE</b> .....	26
<b>II.4. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX</b> .....	28
<b>II.5. Différentes méthodes de la commande vectorielle</b> .....	28
II.5.1. Méthode direct.....	29
II.5.2. Méthode indirect.....	29
<b>II.6. COMMANDE VECTORIELLE DIRECT SANS REGLAGE DE VITESSE</b> .....	29
II.6.1. Synthèse des régulateurs de courant.....	32
II.6.1.1. Calcul des paramètres du régulateur PI.....	32
II.6.1.2. Discrétisation du régulateur PI.....	32
<b>II.7. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECT</b> .....	34
II.7.1. Estimateur du flux.....	35
II.7.2. Régulateur du flux.....	36
<b>II.8. Résultats des simulations</b> .....	36
II.8.1. Interprétations des résultats.....	40
<b>II.9. CONCLUSION</b> .....	41
<b>CHAPITRE III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUEE A LA MASDE</b>	
<b>III.1. Introduction</b> .....	43
<b>III.2 Historique De La Logique Floue</b> .....	43
<b>III.3 Principe de la logique floue</b> .....	44
<b>III.4 Eléments De Base De La Logique Floue</b> .....	44
III.4.1 Operateurs de la logique floue.....	44
III.4.2 Fonctions d'appartenance.....	46
III.4.3 Caractéristiques d'un ensemble floue.....	48
<b>III.5. Structure Générale D'un Système Flou</b> .....	49
<b>III.6 Commande Par Logique Floue</b> .....	49
III.6.1. Fuzzification des entrées.....	50
III.6.2. Base des règles et inférence floue.....	51
III.6.3 Mécanisme d'inférence floue.....	52
III.6.4. Interface de Défuzzification.....	53
III.6.4.1. Méthode du centre de gravite.....	53
III.6.4.2. Méthode de moyenne de maximum.....	54
<b>III.7 Application de la logique floue à la commande de la MASDE</b> .....	54

<b>III.8. La loi de commande.....</b>	<b>55</b>
<b>III.9 Simulation numérique.....</b>	<b>55</b>
<b>III.10 Résultats des simulations.....</b>	<b>56</b>
<b>III.11 Etude Comparative.....</b>	<b>60</b>
III.11.1 Résultats de simulation.....	60
<b>III.12 CONCLUSION.....</b>	<b>65</b>
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>67</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>X</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>XII</b>
<b>Résumé</b>	

## *Symboles & Abréviations*

MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile.
$\alpha$	Angle de déphasage entre les deux stators
$a_r, b_r, c_r$	Indices correspondants au trois phase du rotor
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$	Indices correspondants au trois phase de la première étoile
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$	Indices correspondants au trois phase de la deuxième étoile
$d, q$	Axes longitudinal aquattrate du repère de Park.
$V_{sa1}, V_{sb1}, V_{sc1}$	Tension instantanée des phases de la première étoile
$V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}$	Tension instantanée des phases de la deuxième étoile
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension instantanée des phases statoriques
$I_{sa1}, I_{sb1}, I_{sc1}$	Courants instantanée des phases de la première étoile
$I_{sa2}, I_{sb2}, I_{sc2}$	Courants instantanée des phases de la deuxième étoile
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Courants instantanée des phases statoriques
$V_{sd1}, V_{sq1}, V_{sd2}, V_{sq2}, V_{sd}, V_{sq}$	Tension statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{sd1}, I_{sq1}, I_{sd2}, I_{sq2}, I_{sd}, I_{sq}$	Courants statorique dans un système d'axes (d, q)
$I_{rd}, I_{rq}$	Courants rotorique dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{sd1}, \Phi_{sq1}, \Phi_{sd2}, \Phi_{sq2}, \Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Flux statorique dans un système d'axes (d, q)
$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Flux rotorique dans un système d'axes (d, q)
$V_m$	L'amplitude de la tension de référence
$V_p$	La valeur de crête de l'onde de modulation
$C_{em}$	Le couple électromagnétique
$C_r$	Le couple résistant
E	La tension continue
$f_p$	La fréquence de la porteuse
$f_r$	Coefficient de frottement
FOC	Field Oriented Control
$\Omega_m$	La vitesse mécanique du rotor

$I_a$	Le courant d'induit de la MCC
$I_f$	Le courant d'excitation de la MCC
$J$	Le moment d'inertie
$K_P, K_i$	Paramètres du régulateur PI
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Les inductances propres des stators et du rotor
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques
$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
m	L'indice de modulation
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
p	Nombre de paires de pôle
$P_{em}$	La puissance électromagnétique
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral
S	L'opérateur de Laplace
$\tau$	Constante de temps d'un système du premier ordre
$\tau_r$	Constante de temps rotorique
$\theta_e$	Angle électrique
$\theta_m$	Angle mécanique
$\theta_s$	Angle statorique
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique
$\omega_m$	La pulsation mécanique
$N$	vitesse de rotation de la machine (tr/min)
FLC	Fuzzy logique Controller

## Liste des figures

<b>Figure (1.1)</b> : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	7
<b>Figure (1.2)</b> : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).....	11
<b>Figure (1.3)</b> : Présentation d'une alimentation d'un MSADE à courant alternatif avec un onduleur de tension....	17
<b>Figure (1.4)</b> : Structure d'un onduleur triphasé.....	18
<b>Figure.1.5</b> : Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale.....	21
<b>Figure.1.6</b> : Performances de la MASDE en charge son convertisseur.....	22
<b>Figure 1.7</b> : Performances de la MASDE en charge avec convertisseur.....	23
<b>Figure (2.1) : Principe de la commande vectorielle.....</b>	<b>27</b>
<b>Figure (2.2)</b> : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct.....	27
<b>Figure (2.3)</b> : Bloc de commande à flux Orienté.....	30
<b>Figure (2.4)</b> : Schéma de régulation des courants.....	32
<b>Figure (2.5)</b> : Bloc de découplage en tension (FOC).....	33
<b>Figure (2.6)</b> : Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée sur la MASDE.....	33
<b>Figure (2.7)</b> : Bloc de découplage en tension modifié (MFOC).....	34
<b>Figure (2.8)</b> : Bloc de commande à flux Orienté modifié.....	34
<b>Figure (2.9)</b> : Régulation de la vitesse par la méthode directe.....	35
<b>Figure (2.10)</b> : Schéma réduit de régulation de flux.....	36
<b>Figure (2.11)</b> : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge $C_r = 12N.m$ .....	37
<b>Figure (2.12)</b> : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec variation de charge.....	38
<b>Figure (2.13)</b> : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec une de vitesse.....	39
<b>Figure(3.1)</b> : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	47
<b>Figure(3.2)</b> : Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	47
<b>Figure(3.3)</b> : Fonction d'appartenance singleton.....	48
<b>Figure 3.4</b> : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	49
<b>Figure (3.5)</b> : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.....	49
<b>Figure (3.6)</b> : Schéma de principe de la régulation floue (FLC).....	50
<b>Figure (3.7)</b> : Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.....	51
<b>Figure (3.8)</b> : Défuzzification par le centre de gravité.....	53
<b>Figure (3.9)</b> : Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.....	54
<b>Figure (3.10)</b> : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).....	54
<b>Figure (3.11)</b> : Régulation de la vitesse par la méthode directe floue.....	55
<b>Figure (3.12)</b> : Réglage de la vitesse par la méthode PI-Floue avec application d'une charge.....	56
<b>Figure (3.13)</b> : Réglage de la vitesse par la méthode PI-Floue avec variation de charge.....	57
<b>Figure (3.14)</b> : Réglage de la vitesse par la méthode PI-Floue avec une de vitesse.....	58
<b>Figure (3.15)</b> : Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse.....	62

**Figure (3.16):** Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse par la méthode variation de vitesse.....63

**Liste des Tableau**

**Tableau (III.1) :** Implication floue.....45

**Tableau (III.2) :** Calcul de la variation de la commande  $\Delta u$ .....52

**Tableau (III.3):** Etude comparative des deux commandes (PI) et Commande PI-Floue.....64

*INTRODUCTION*  
*GENERALE*

**INTRODUCTION GENERALE**

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu, cependant les machines à courant alternatifs présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique. [1]

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large de machine asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût. Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable.

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à la commande des machines multi-phase, en particulier, la machine asynchrone double étoile nécessitant une double alimentation triphasée statorique. Cette dernière présente plusieurs avantages de fiabilité, et minimise les pulsations du couple, permet d'utiliser des composants électroniques de puissance de dimensionnement réduit pour des fréquences de commutation plus élevés qu'avec les machines simple. Cependant lorsque les machines asynchrones double étoile sont entraînées avec des onduleurs des tensions provoque des harmoniques de courants ce qui ajoute des pertes supplémentaires. [2]

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande.

Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones double étoile, parmi ces techniques on cite la commande par modes glissants, adaptative, par retour d'état, par logique floue et la commande vectorielle.

Notre objectif s'inscrit dans le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone double étoile. En particulier la commande vectorielle et la commande par logique floue. [3]

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un control comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...)

Afin de remédier les inconvénients cités ci avant, on introduit la régulation par logique floue. Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet d'un ensemble donné. De

plus, les systèmes à base de logique floue s'appuient sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celles-ci. Ainsi un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines. [4]

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre, il est consacré au le modèle de la machine asynchrone double stator. Dans le cas présent il faut que la modélisation prenne en compte le régime transitoire de la machine. La modélisation de Park est la plus adaptée, elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente.

Le deuxième chapitre présente la commande vectorielle appliquée la machine asynchrone double étoile alimentée par un onduleur . Dans cette partie nous abordons une méthode d'orientation du flux rotorique, ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MASDE analogue à celui de la machine à courant continu.

Dans le troisième chapitre, présente le principe général, la théorie de base de la logique floue et la procédure de la conception d'un réglage par logique floue. Une application de cette technique sur la MASDE sera présentée. une étude comparative fera l'objet de la comparaison des performances statiques et dynamiques des deux techniques de commande : commande vectorielle et la logique floue, dans les mêmes valeurs dans les deux contrôles et déduit le meilleur entre eux en termes de précision, de vitesse, de réponse et de facilité ...

Finalement : Le travail sera clôturé par une conclusion générale, ainsi nous présentons des perspectives pour les travaux de recherche d'avenir.

*chapitre I :*  
*Modélisation*  
*Et simulation*  
*de la MASDE*

## I.1. Introduction

Depuis les années 1920 les machines asynchrones double étoile ont été utilisées dans beaucoup applications, pour leurs avantages dans la segmentation de puissance, la fiabilité et les pulsations réduites au minimum de couple. [3]

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons lui appliqué une commande particulière.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques. [4]

La machine asynchrone double étoile (MASDE) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. [4]

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation d'une transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique.

## I.2. Les avantages et les inconvénients de la MASDE

- **Avantages de la MASDE**

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées[5]

- Segmentation de puissance .
- Amélioration de la fiabilité .
- Amélioration du facteur de puissance .

- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques .
  - **Inconvénients de la MASDE**

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que :[5]

- 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 des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

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

Les courants triphasés de fréquence  $f$  alimentant le l'enroulement "1" du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme « $N_s$ »

Tel que:

$$N_s = \frac{60f}{p} \left[ \frac{tr}{min} \right] \quad (I.1)$$

$p$  : nombre de paires de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle " $\alpha$ " alimentant le **l'enroulement 2**, du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme « $N_s$ ».

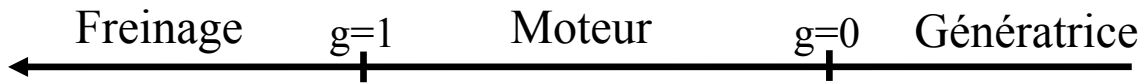
Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « $N_r$ » inférieure à celle du synchronisme ( $N_r < N_s$ ), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

On définit alors, une vitesse « $N'$ » dite vitesse relative des deux champs tournants par rapport au rotor:  $N' = N_s - N_r$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par

$$\text{le rapport: } g = \frac{N'}{N_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.2)$$

- ❖ Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement[6].



Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement «**Moteur**».

## I.4. Modélisation de la machine asynchrone double étoile

### I.4.1. Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle  $\bar{\alpha} = 30^\circ$  et un rotor mobile, (Figure (I.1)).

Chaque stator de la machine asynchrone à double étoile est composé de trois enroulements identiques à  $p$  paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale  $2\pi/3$  dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

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

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

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega$  différente de  $\Omega_s$ , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrice triphasée engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.[7]

Le rapport  $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$  : est appelé glissement du rotor par rapport au champs tournant du stator.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation  $g\omega_s$ .

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques :  $a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$  et  $a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$  qui sont déphasés de  $\alpha = 30^\circ$  entre eux, et trois phases rotoriques :  $a_r, b_r, c_r$ .

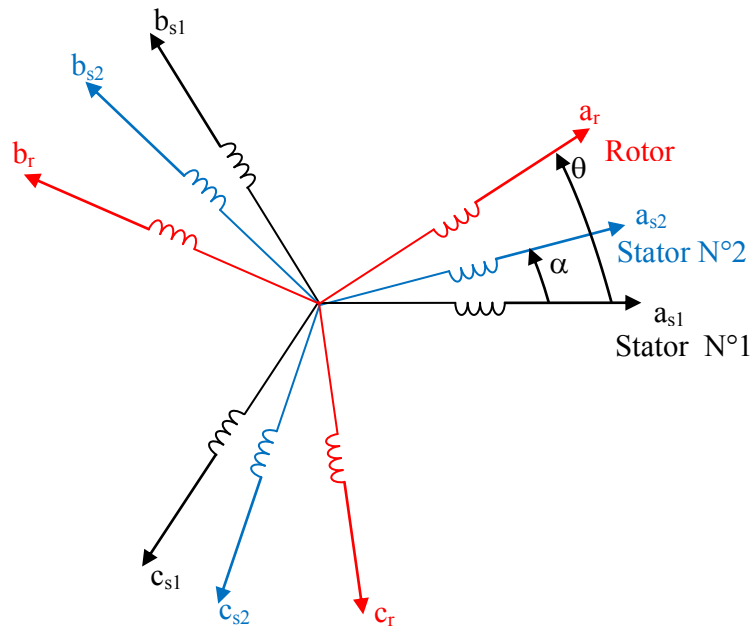


Figure (1.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile.

#### I.4.2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêter a une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices : [8]

- La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant .
- La saturation du circuit magnétique est négligée .
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables .Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants .
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale .

#### I.4.3 Modèle de la machine asynchrone double étoile

##### I.4.3.1. Equations électriques de la machine :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [9]

$$\text{Pour stator 1 : } [V_{abcs1}] = [R_{s1}][i_{abcs1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc1}] \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{cases} [V_{sa1}] = [R_{sa1}][I_{sa1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sa1}] \\ [V_{sb1}] = [R_{sb1}][I_{sb1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sb1}] \\ [V_{sc1}] = [R_{sc1}][I_{sc1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sc1}] \end{cases}$$

$$\text{Pour stator 2 : } [V_{abcs2}] = [R_{s2}][i_{abcs2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcs2}] \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Pour rotor : } [V_{abcr}] = 0 = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcr}] \quad (\text{I.5})$$

Sachant que :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}.$$

De même :

$$[V_{sabc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}; [V_{sabc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}; [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

De même :

$$[I_{abcs1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix}; [I_{abcs2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}; [I_{abcr}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}.$$

De même :

$$[\Phi_{abcs1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix}; [\Phi_{abcs2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix}; [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}.$$

Avec:

$r_{sa1}=r_{sb1}=r_{sc1}$  : Résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> enroulement statorique.

$r_{sa2}=r_{sb2}=r_{sc2}$  : Résistance d'une phase du 2<sup>eme</sup> enroulement statorique.

$r_{ra}=r_{rb}=r_{rc}$  : Résistance d'une phase du rotor.

#### 1.4.3.2 Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abcs1} \\ \Phi_{abcs2} \\ \Phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc1} \\ I_{sabc2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

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

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{sa1} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sb1} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sc1} + L_m) \end{bmatrix}; [L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{sa2} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sb2} + L_m) & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & (L_{sc2} + L_m) \end{bmatrix}.$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ra} + L_m) & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & (L_{rb} + L_m) & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & (L_{rc} + L_m) \end{bmatrix}.$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}.$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}.$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) & \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}.$$

On à :  $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t$  ;  $[L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t$  ;  $[L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$  .

- $L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$  : Inductance propre du 1<sup>er</sup> stator.
- $L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$  : Inductance propre du 2<sup>eme</sup> stator.
- $L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$  : Inductance propre du rotor.
- $L_{ms}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
- $L_{mr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
- $L_{sr}$  : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.
- $[L_{s1 s1}]$  : Matrice inductance de stator 1.
- $[L_{s2 s1}]$  : Matrice inductance entre stator 2 et stator 1.
- $[L_{r s1}]$  : Matrice inductance entre rotor et stator 1.
- $[L_{s1 s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et stator 2.
- $[L_{s1 r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre stator 1 et rotor.
- $[L_{s2 r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre stator 2 et rotor.

- $[L_{r_s1}]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.
- $[L_{r_s1}]$  : Matrice inductance mutuelle entre rotor et stator 1.

#### I.4.3.3. Equations mécaniques :

$$\text{L'équation mécanique de la machine s'écrit : } J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.7)$$

avec:

$J$  : Moment d'inertie.

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

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$K_f$  : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [2] :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{abcs1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abcr}]^t + [i_{abcs2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abcr}]^t \quad (I.8)$$

Avec :

$\theta_m$ : Angle mécanique

$p$ : Nombre de pair de pôles

### I.5. Modélisation biphasée de MASDE

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de **Park**.

#### \* Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice .

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

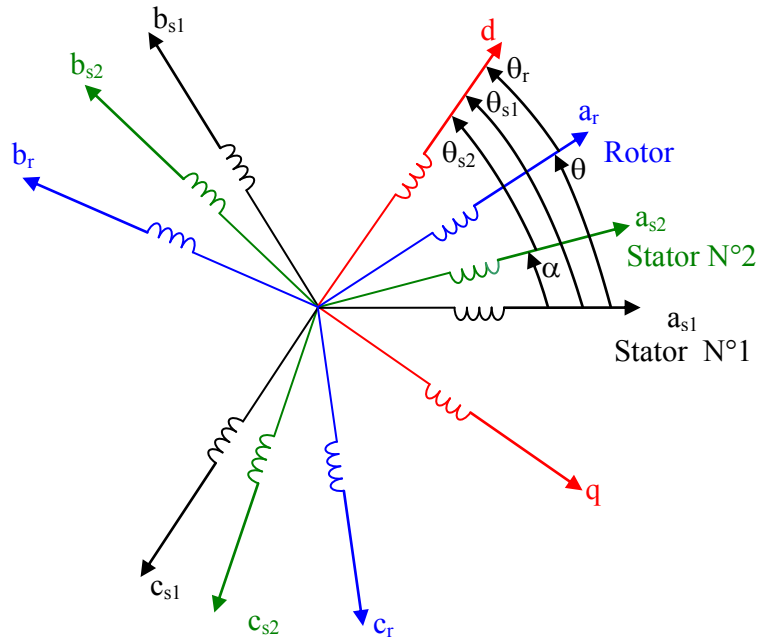


Figure (1.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

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 transformation de Park :

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

Tel que  $G_{abc}$  : grandeurs triphasées équilibrées.

$G_{dq0}$  : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse  $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$ .

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

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

### I.5.1. Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

### I.5.2. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix,  $\theta_s=0$  et  $\omega_s=0$ , dans ce cas les phases  $a_s$  et  $d$  coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

### I.5.3. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique  $\omega_r$  du rotor ( $\omega_s = \omega_r$ ).

### I.5.4. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant  $\omega_s$ . Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDE.

## I.6. Application de la transformation de Park

En choisi le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

### I.6.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (I.1), on obtient :

$$\text{Pour le stator1: } \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Pour le stator2: } \begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :  $v_{ar}=0$ ,  $v_{br}=0$ ,  $v_{cr}=0$ .

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$\text{Avec: } \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s ; \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\alpha)}{dt} = \omega_s ; \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1}-\theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl} \quad (\text{I.12})$$

Sous forme d'équation:

$$\begin{cases} V_{ds1} = r_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = r_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = r_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = r_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = r_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = r_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

### I.6.2. Equations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (I.6), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (I.14)$$

On pose :

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

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

Donc le système d'équations (I.15) est écrire comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds2} + i_{ds1} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs2} + i_{qs1} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{dr} + i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qr} + i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (I.15)$$

Avec:

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

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

$L_r+L_m$ : inductance propre cyclique du rotor.

### I.6.3. Equation mécanique

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = [V_s]^t [i_s] = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (I.16)$$

En introduisant le système d'équation (I.13) dans l'expression de la puissance instantanée (I.16) on obtient :

$$\begin{aligned}
 P_e = & R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2 \\
 & + \left( \omega_s (\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \right) \\
 & + \left( \frac{d\Phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt}i_{qs2} \right)
 \end{aligned} \quad (I.17)$$

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

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

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (I.18)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (I.19)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.14) dans (I.18), on obtient :

$$C_{em} = pL_m((i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}) \quad (I.20)$$

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

$$\begin{cases}
 \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases}
 i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\
 i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2})
 \end{cases} \quad (I.22)$$

En introduisant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  dans l'expression (I.20), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (I.23)$$

### I.7. Mise sous forme d'équation d'état :

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur :  $[\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]^t$

comme vecteur d'état, pour cela on définit le flux magnétisant  $\Phi_m$ .

$$\text{Tel que: } \Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (I.24)$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} \Phi_{md} = L_m \cdot (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} = L_m \cdot (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases}$$

Les courants statoriques et rotoriques s'écrivent alors comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sd2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{sq1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{sq2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{rd} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{md}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I.25)$$

Sachant que  $\Phi_{mq}$  et  $\Phi_{md}$  s'écrivent en fonction des flux de la machine comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{sd1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{sd2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{qr} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (I.26)$$

A partir de l'équation (I.16) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (I.27)$$

Avec:

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

Nous mettons le système d'équations (I.26) sous forme d'un système d'équations d'état.

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

Avec

X : vecteur d'état.

$$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$$

U : vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sd2} \\ V_{sq1} \\ V_{sq2} \end{bmatrix}; [X] = \begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sd2} \\ \Phi_{sq1} \\ \Phi_{sq2} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$[A] = [A11] + [A12]\omega_s + [A13]\omega_{gl}$$

$$[A12] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [A13] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A11] = \begin{bmatrix} \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & \frac{r_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{r_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{r_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{r_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s1}} & \frac{r_rL_r}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{r_rL_a}{L_r^2} - \frac{r_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

## I.8. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile :

### I.8.1. Introduction :

Les onduleurs de tension triphasée sont des convertisseurs statiques assurant la conversion continue alternative, universellement utilisées pour alimenter avec des tensions variables (amplitude et fréquence réglables) les machines électriques à courant alternatif utilisées comme actionneurs [10]. (La figure I.3) présente l'utilisation d'un onduleur dans une alimentation du moteur à courant alternatif.

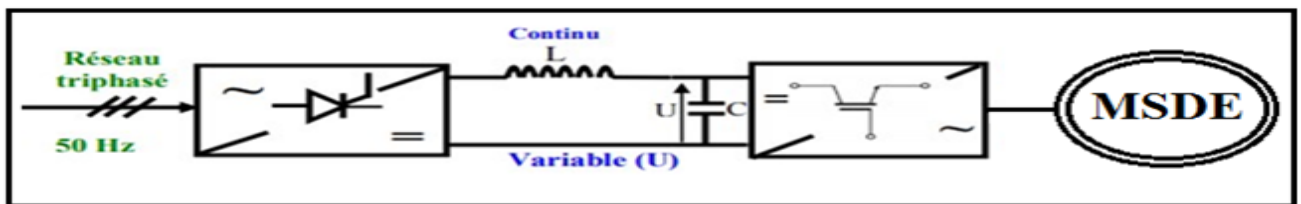


Figure 1.3 : Présentation d'une alimentation d'un MSADE à courant alternatif avec un onduleur de tension.

La forte évolution des onduleurs de tension ces dernières années est due, d'une part au développement des composants semi-conducteurs entièrement commandable, puissant, robustes et rapides, et d'autre part à l'utilisation quasi générale des techniques de commande plus avancées

### I.8.2. Onduleur de tension à deux niveaux

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est représenté sur (la figure I.4) Il est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et une interrupteur qui travaillent en commutation forcée [11]. Les six interrupteurs électroniques représentés, peuvent être des transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage. Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaire. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [12].

Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est de type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

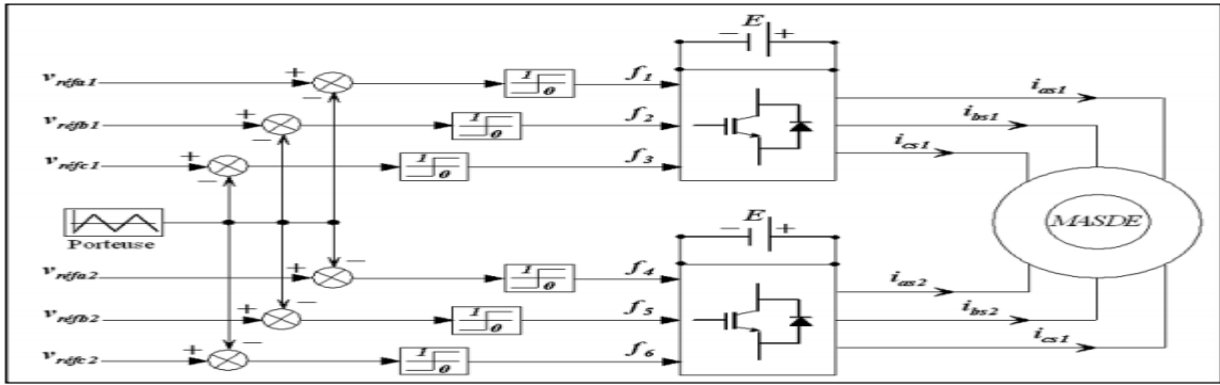


Figure.1.4 : Structure d'un onduleur triphasé.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre. Pour cela il faut faire intervenir la commande des interrupteurs qui constitue l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance car cela qui détermine la qualité de la tension de sortie [13].

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

Il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue par deux sources équivalentes de tension  $[E/2]$  un point milieu, noté O.

On peut alors déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations

$$\text{suyvantes : } \begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (I.28)$$

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions

$$\text{simples : } \begin{cases} U_{AB} = V_A - V_B \\ U_{BC} = V_B - V_C \\ U_{CA} = V_C - V_A \end{cases} \quad (I.29)$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$: \begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 2V_A - (V_B + V_C) \\ U_{BC} - U_{AB} = 2V_B - (V_A + V_C) \\ U_{CA} - U_{BC} = 2V_C - (V_A + V_B) \end{cases} \quad (I.30)$$

Sachant que les tensions  $V_A, V_B, V_C$  forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{AB} - U_{CA} = 3V_A \\ U_{BC} - U_{AB} = 3V_B \\ U_{CA} - U_{BC} = 3V_C \end{cases} \quad (I.31)$$

D'où la nouvelle expression pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_A = 1/3(U_{AB} - U_{CA}) \\ V_B = 1/3(U_{BC} - U_{AB}) \\ V_C = 1/3(U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation.

$$\text{Soit: } \begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(2U_{Ao} - U_{Bo} + U_{Co}) \\ V_B = \frac{1}{3}(2U_{Bo} - U_{Ao} + U_{Co}) \\ V_C = \frac{1}{3}(2U_{Co} - U_{Ao} + U_{Bo}) \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

$$\text{On obtient sous forme matricielle : } \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. On peut donc associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande  $S_i$ , avec ( $i = A, B, C$ ) et telle que :

$$\begin{cases} S_i = 1 \Rightarrow \text{Interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert.} \\ S_i = -1 \Rightarrow \text{interrupteur du haut ouvert, Interrupteur du bas fermé.} \end{cases}$$

$$\text{Ce qui nous permet d'écrire : } \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

$$\text{D'où la nouvelle forme : } \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande  $S_A, S_B, S_C$  qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée.

### I.8.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle :

La M.L.I 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 :

❖ Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{refbs1} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refcs1} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.37)$$

❖ Pour la seconde étoile

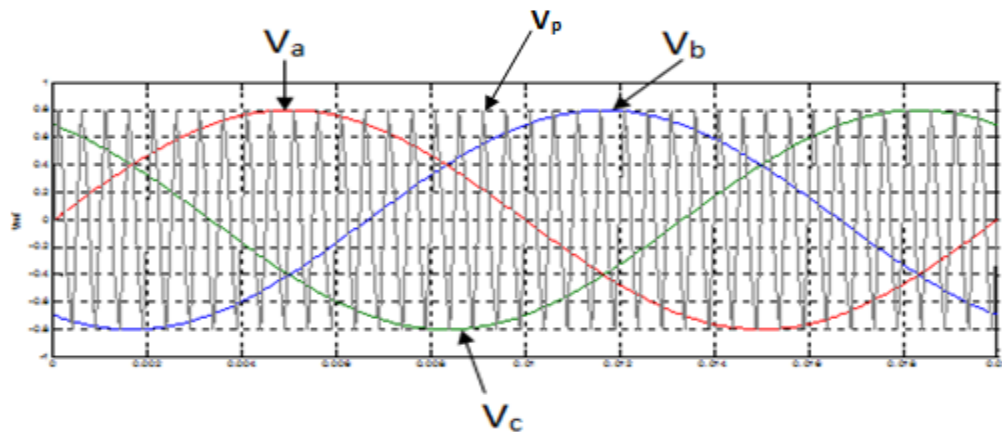
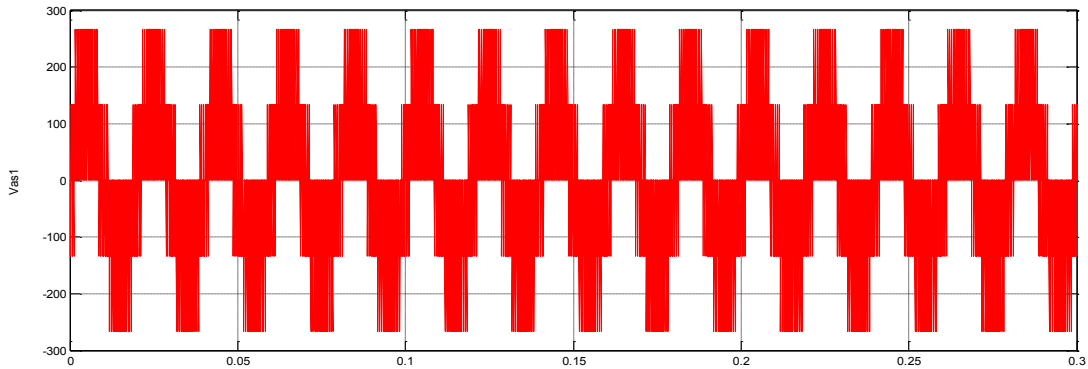
$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(\omega t - \alpha) \\ V_{refbs1} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{refcs1} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (I.38)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} [ +4 (\frac{t}{T_p}) - 1 ] \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} [ -4 (\frac{t}{T_p}) + 3 ] \text{ si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.39)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ )
2. Le coefficient de réglage en tension régal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ )a la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ ).



**I.9. Résultats de simulation:**

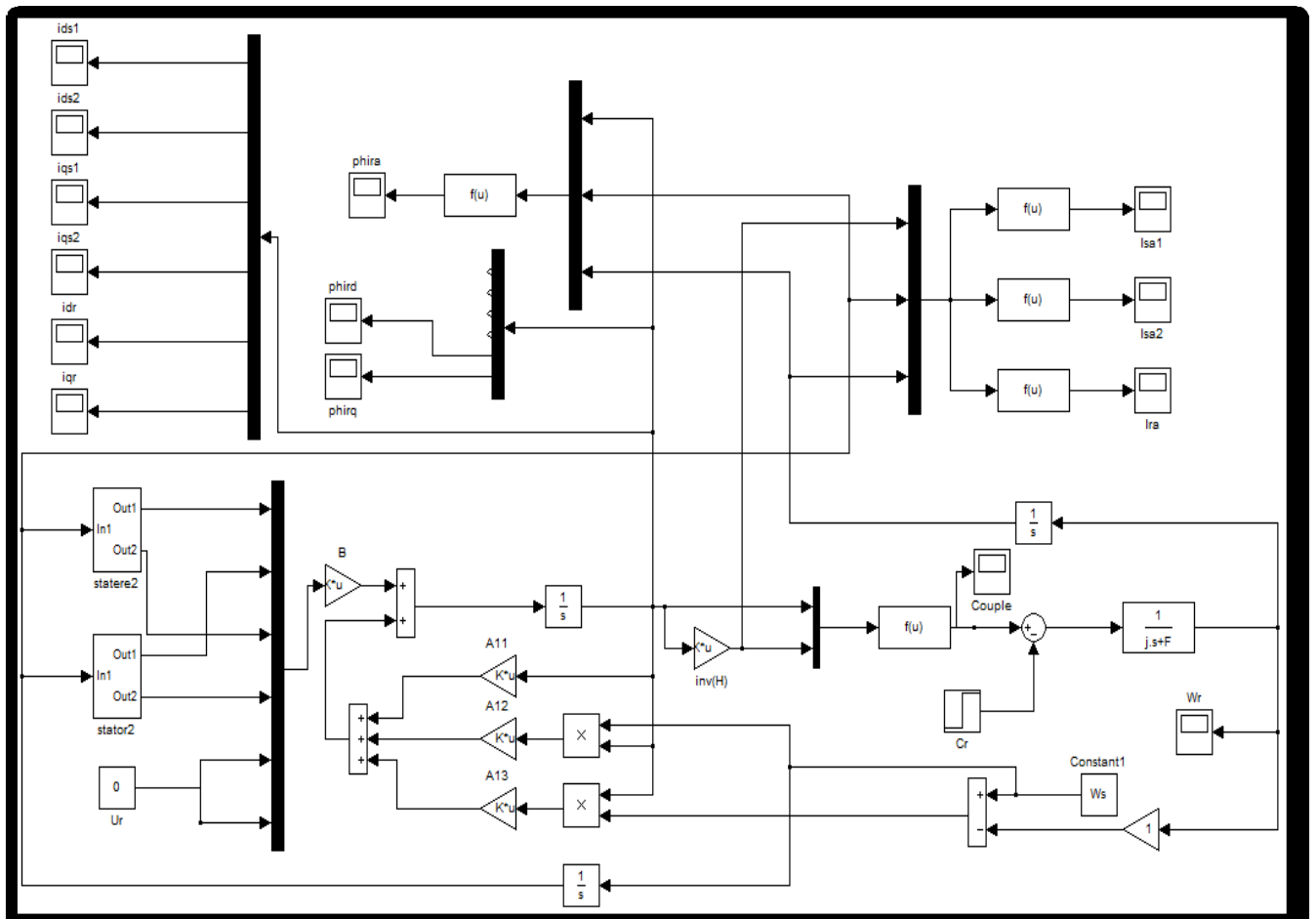
La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées Comme suit :

❖ Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refbs1} = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refcs1} = V_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.37)$$

❖ Pour la seconde étoile

$$\begin{cases} V_{refas1} = V_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ V_{refbs1} = V_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ V_{refcs1} = V_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (I.38)$$



**Figure.1.5 :** Schéma de simulation de MASDE alimentée par la tension sinusoïdale.

❖ Son convertisseur

Pour la simulation il suffit d’implanter le modèle électrique de la machine asynchrone double étoiles sous l’environnement (Matlab/Simulink). La MASDE est alimentée par des sources

purement sinusoïdales, équilibrées . Le fonctionnement est en charge nominale avec : $C_r = 12 \text{ N.m}$ . En  $V_m = \sqrt{2}V_{eff}$  :Valeur efficace de la tension ( $V_{eff}=220\text{v}$ ). $\omega_s$  :Pulsation d'alimentation ( $\omega_s=2\pi f$  et  $f=50\text{hz}$ ).

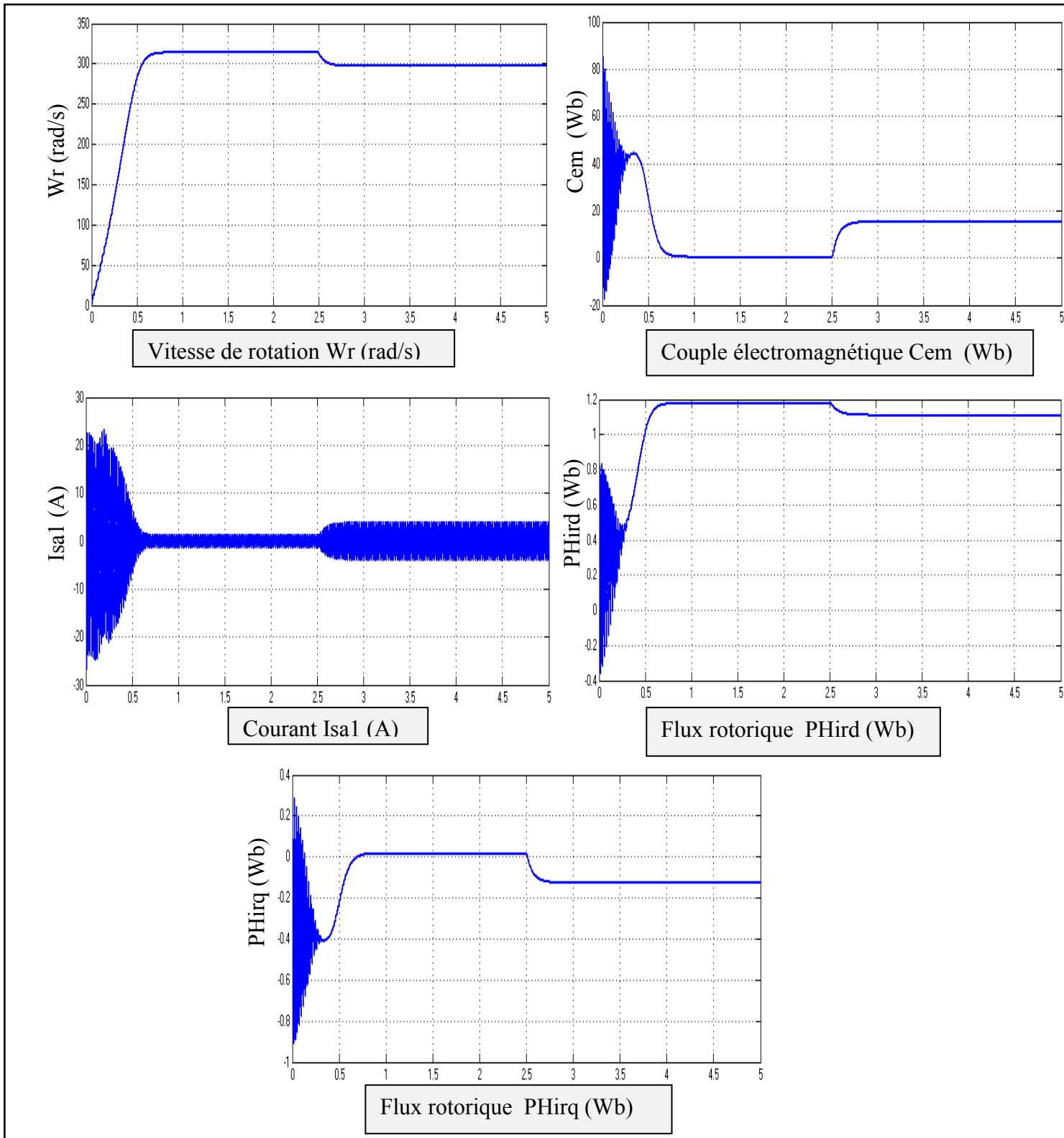


Figure.1.6 : Performances de la MASDE en charge son convertisseur.

❖ Avec convertisseur

simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension. En appliquant une charge ( $C_r=12$ ) à l'instant  $t = 2.5 s$ .

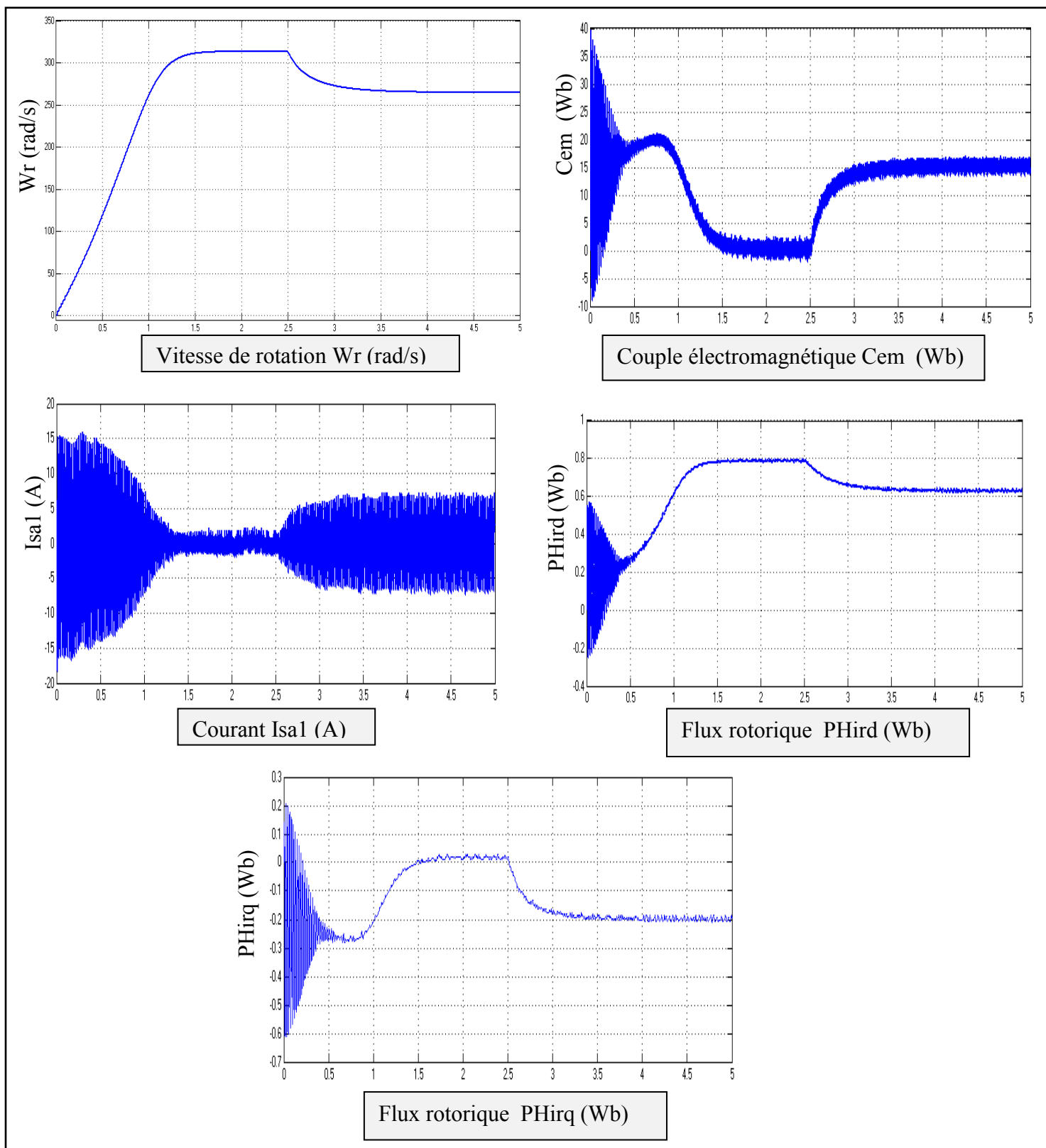



Figure 1.7 : Performances de la MASDE en charge avec convertisseur.

### I.9.1. Interprétations des résultats :

 son convertisseur

Lors de l'application d'un couple résistant de valeur 12 N.m (égale au couple nominale de la MASDE) sur l'arbre de la machine (figure 1.5), on constate que:

- Le couple électromagnétique compense le couple de charge.
- Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés ce qui explique le fort couplage entre la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.
- La vitesse Après 2.5s chute à 300 Rad/s correspondant à la vitesse nominale de la machine en charge.
- Le courant  $i_{as1}$  de l'étoile 1 atteint au démarrage la même valeur qu'en fonctionnement à vide à l'insertion de la charge( $t=2.5s$ ), le courant augmente et atteint une valeur crête 3.2A.

 avec convertisseur

Les résultats représentés par la figure (1.6), sont similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par les deux onduleurs.

### I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone double étoile , nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit de dix à sept équations que nous avons validées à travers une simulation numérique.

Lors de fonctionnement de la machine en charge on a vu que la vitesse chute considérablement ce qui nécessite une régulation.

Le chapitre suivant présente la régulation de vitesse par la technique de commande vectorielle PI direct.

*chapitre II :*  
*Commande*  
*vectorielle direct*  
*appliquée à la*  
*MASDE*

## II.1. INTRODUCTION

Les performances dynamiques souhaitées dans le domaine des entraînements électriques modernes doivent satisfaire de nombreuses exigences, en particulier, une excellente dynamique dans une large plage de vitesse. Quel que soit le type de machine, ces performances sont toujours plus contraignantes à mesure des avancées technologiques [14], en termes de commande, par la qualité du découplage entre le flux et le couple. Certes, ce découplage s'obtient sans problème dans le cas d'une machine à courant continu, malgré les inconvénients qui lui sont associés, la complexité constructive et sa maintenance coûteuse, ainsi que sa puissance et sa vitesse sont limitées par la présence du collecteur. Ces inconvénients, sont la raison essentielle pour laquelle plusieurs auteurs ont développées des stratégies de commande profitant du progrès considérables de la microélectronique et l'électronique de puissance afin de conférer une dynamique concurrentielle aux machines asynchrones qui sont beaucoup plus robustes et fiables[15].

Récemment le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique à flux orienté (FOC) et la commande directe du couple. Ainsi on peut obtenir les performances dynamiques similaires à celles des machines à courant continu à excitation séparée. Dans ce chapitre, nous présentons l'étude d'une technique de commande PI direct appliquée à la machine asynchrone double étoile.

## II.2. Commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone

Pour surmonter les contraintes dues au fort couplage magnétique entre le stator et le rotor, Hasse (1970) et Blaschke (1972) [16], ont présenté le principe du découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone, qui permet d'assimiler cette dernière à une machine à courant continu. Ce principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée d'où l'appellation commande à flux orienté, avec une phase et une amplitude imposées à partir des références souhaitées.

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone. [17].

## II.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects (figure (2.1)).

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- 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 donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K'I_a \tag{II.1}$$

Avec :

$\Phi$  : flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ .

$I_a$  : courant d'induit.

$K, K'$  : constantes.

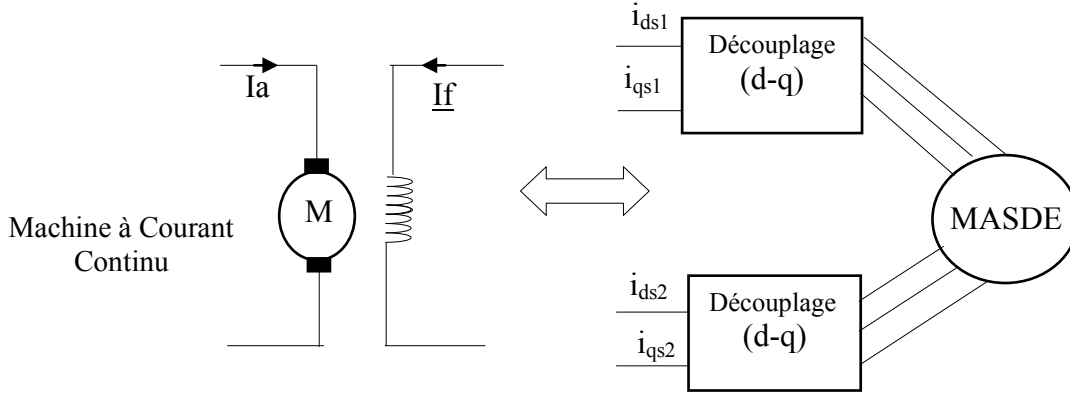


Figure (2.1) : Principe de la commande vectorielle.

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

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double stator est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \tag{II.2}$$

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

$$\Phi_{qr} = 0$$

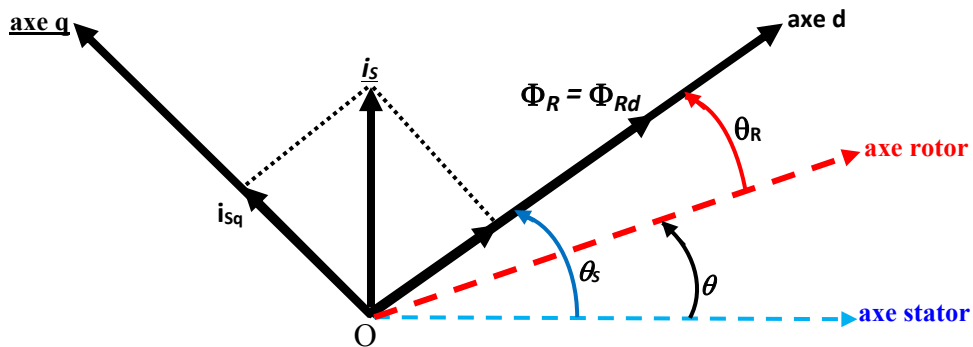


Fig.2.2. Orientation du flux rotorique sur l'axe direct

La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (II.3)$$

Avec.

$$K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

D'après l'équation (II.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée.

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

#### II.4. PROCEDE D'ORIENTATION DU FLUX

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d,q). Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statorique, rotorique ou entrefer).

Il existe trois types de référentiel [19] :

- 1 Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad \Phi_{qr} = 0$$

- 2 Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad \Phi_{qs} = 0$$

- 3 Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{md} = \Phi_m \quad \Phi_{mq} = 0$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les deux composantes du courant statorique.

Dans notre étude, nous optons pour la technique d'orientation du flux rotorique.

#### II.5. Différentes méthodes de la commande vectorielle

Pour maintenir la condition de la commande, il est nécessaire de connaître à chaque instant la position du flux à orienter afin d'effectuer le changement de coordonnées qui annulera sa composante en quadrature. Selon l'approche adoptée pour évaluer cette position, on distinguera deux méthodes de contrôles du flux, direct et indirect.

### II.5.1. Méthode direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci doit être vérifié quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système [16].

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de nature différente [18] :

- Le non fiabilité de la mesure du flux ;
- Le problème de filtrage du signal mesuré ;
- La précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température et de la saturation ;
- Le coût de réalisation élevé (capteurs-filtre).

### II.5.2. Méthode indirect

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux, dont le premier le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées. Mais dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va étudier la méthode direct de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.[20]

## II.6. COMMANDE VECTORIELLE DIRECT SANS REGLAGE DE VITESSE

Elle se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

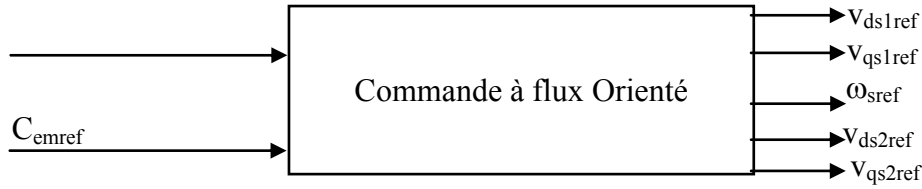


Figure (2.3) : Bloc de commande à flux Orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique  $\Phi_{rref}$  et le couple  $C_{emref}$ . En tenant compte de la condition,  $\Phi_{dr}=\Phi_{rref}$  et  $\Phi_{qr}=0$ , le système d'équation (I.22) devient :

$$\dot{i}_{dr} = \frac{\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{(L_m + L_r)} \quad ; \quad \dot{i}_{qr} = \frac{-L_m(i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_m + L_r)} \quad (II.4)$$

En remplaçant (II.4) dans (I.15) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{array} \right. \quad (II.5)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \quad ; \quad \lambda_1 = L_{s1,2} + \eta L_r \quad ; \quad \lambda_2 = L_{s2} + \eta L_r.$$

$$\Phi_{rref} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}). \quad (II.6)$$

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = - (L_m + L_r) i_{qr} \quad (II.7)$$

$$i_{qr} = - \frac{\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (II.8)$$

En remplaçant (II.5), (II.6) et (II.7) dans le système d'équation (I.13) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{array} \right. \quad (II.9)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{L_m + L_r}{(P L_m \Phi_{rref})} C_{em\ ref} \\ \omega_{glref} = \frac{-R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{rref}} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (II.10)$$

Donc:  $C_{em\ ref} = P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \Phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2})$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (II.11)$$

Le système (II.11) montre que les tensions statoriques ( $v_{ds1}$ ,  $v_{ds2}$ ,  $v_{qs1}$ ,  $v_{qs2}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{ds1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{qs2}$ ). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $v_{ds1ref}$ ,  $v_{ds2ref}$ ,  $v_{qs1ref}$ ,  $v_{qs2ref}$ ) à flux constant sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = v_{ds1} - v_{ds1c} \\ v_{ds2ref} = v_{ds2} - v_{ds2c} \\ v_{qs1ref} = v_{qs1} + v_{qs1c} \\ v_{qs2ref} = v_{qs2} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (II.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ v_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (II.13)$$

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

**II.6.1. Synthèse des régulateurs de courant**

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI). La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

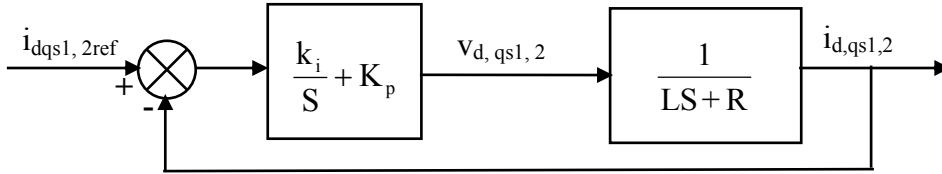


Figure (2.4) : Schéma de régulation des courants.

Avec :

L : est égale à  $L_{s1}$  ou  $L_{s2}$ .

R : est égale à  $R_{s1}$  ou  $R_{s2}$ .

**II.6.1.1. Calcul des paramètres du régulateur PI**

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{dqs1,2}}{i_{dqs1,2ref}} = \frac{(K_i + K_p S)}{LS^2(R + K_p)S + K_i} \tag{II.14}$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués  $S_{1,2} = \rho_i \pm j\rho_i$  le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_i S + 2\rho_i^2 \tag{II.15}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_p = 2\rho_i L - R \\ k_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \tag{II.16}$$

**II.6.1.2. Discrétisation du régulateur PI**

La fonction de transfert continue du régulateur PI selon l'axe « d » (par exemple) est :

$$\frac{V_{ds1}}{e_i} = \frac{K_{id1}}{S} + K_{Pd1} \tag{II.17}$$

$$e_i = i_{ds1ref} - i_{ds1} \tag{II.18}$$

$$v_{ds1}(k) = k_p(i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) + k_i \Sigma(k) \tag{II.19}$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ei}(i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) \tag{II.20}$$

$T_{ei}$  : la période d'échantillonnage du régulateur. Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (2.5)

On admet que  $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$  et  $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$ .

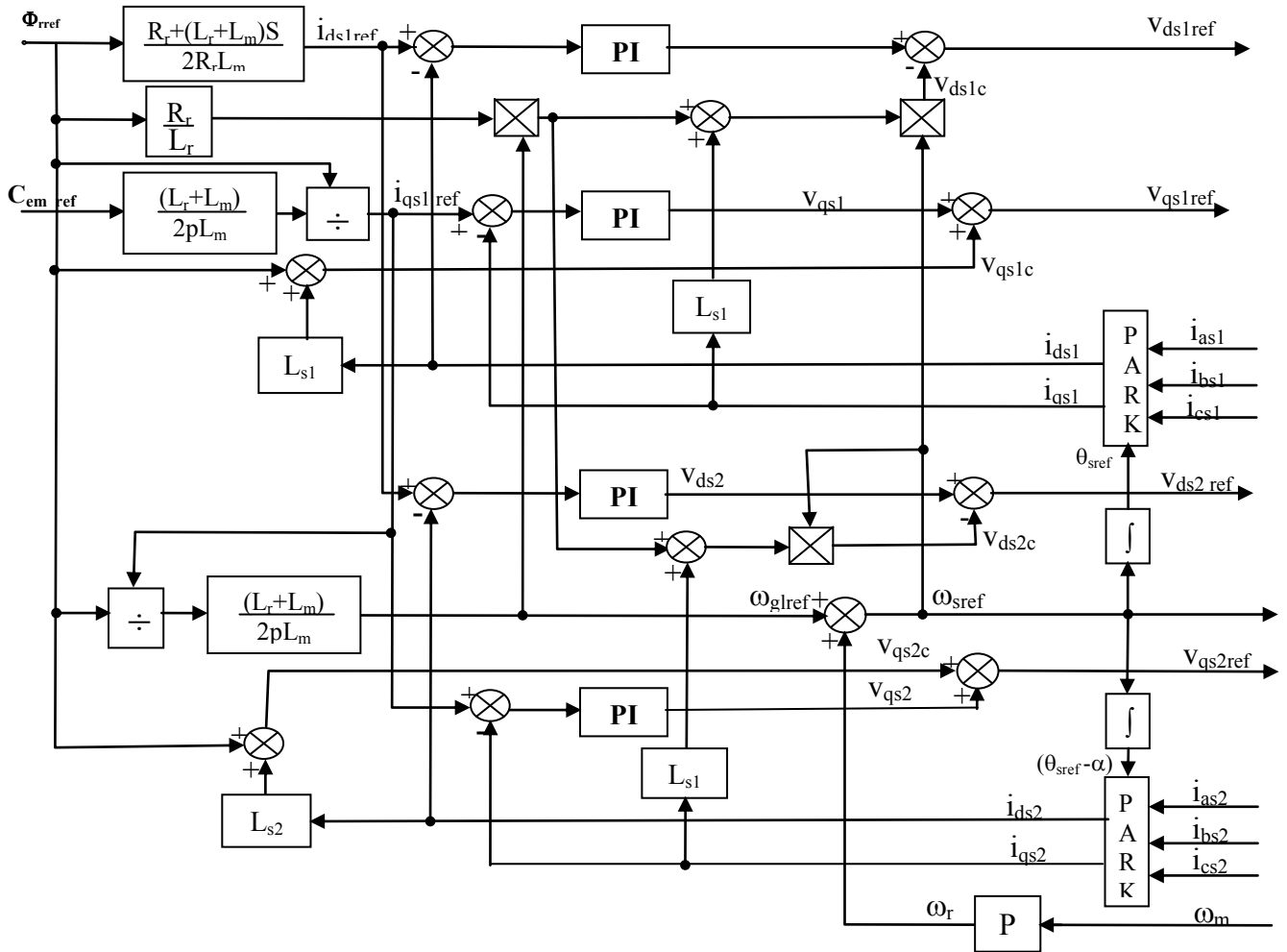


Figure (2.5) : Bloc de découplage en tension (FOC).

L'application de cette commande sur la machine conduit au schéma suivant :

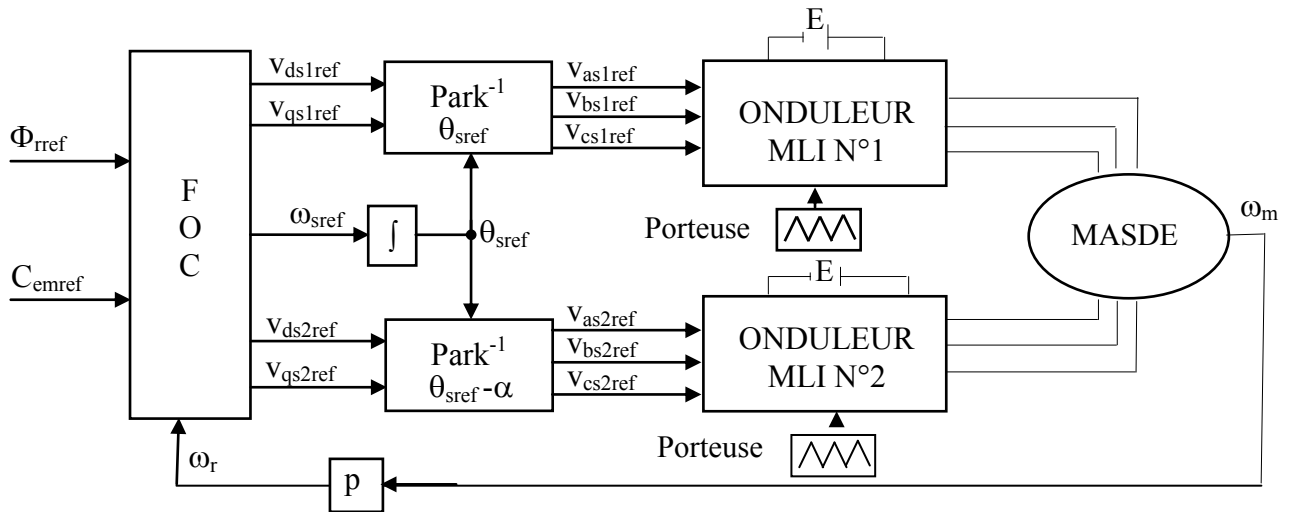


Figure (2.6) : Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée sur la MASDE.

**II.7. REGULATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE DIRECT**

Pour la commande vectorielle direct, le module du flux rotorique sera contrôlé par contre-réaction. A cet effet, un estimateur du flux rotorique  $\Phi_r$  est implanté à partir des mesures de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  et de la pulsation des courants rotoriques  $\omega_r$  imposé à la machine [21].

Pour cette méthode on doit être modifié le schéma figure (2.7) et nous le désignons par MFOC (modified, field, oriented control). Il est représenté comme suit :

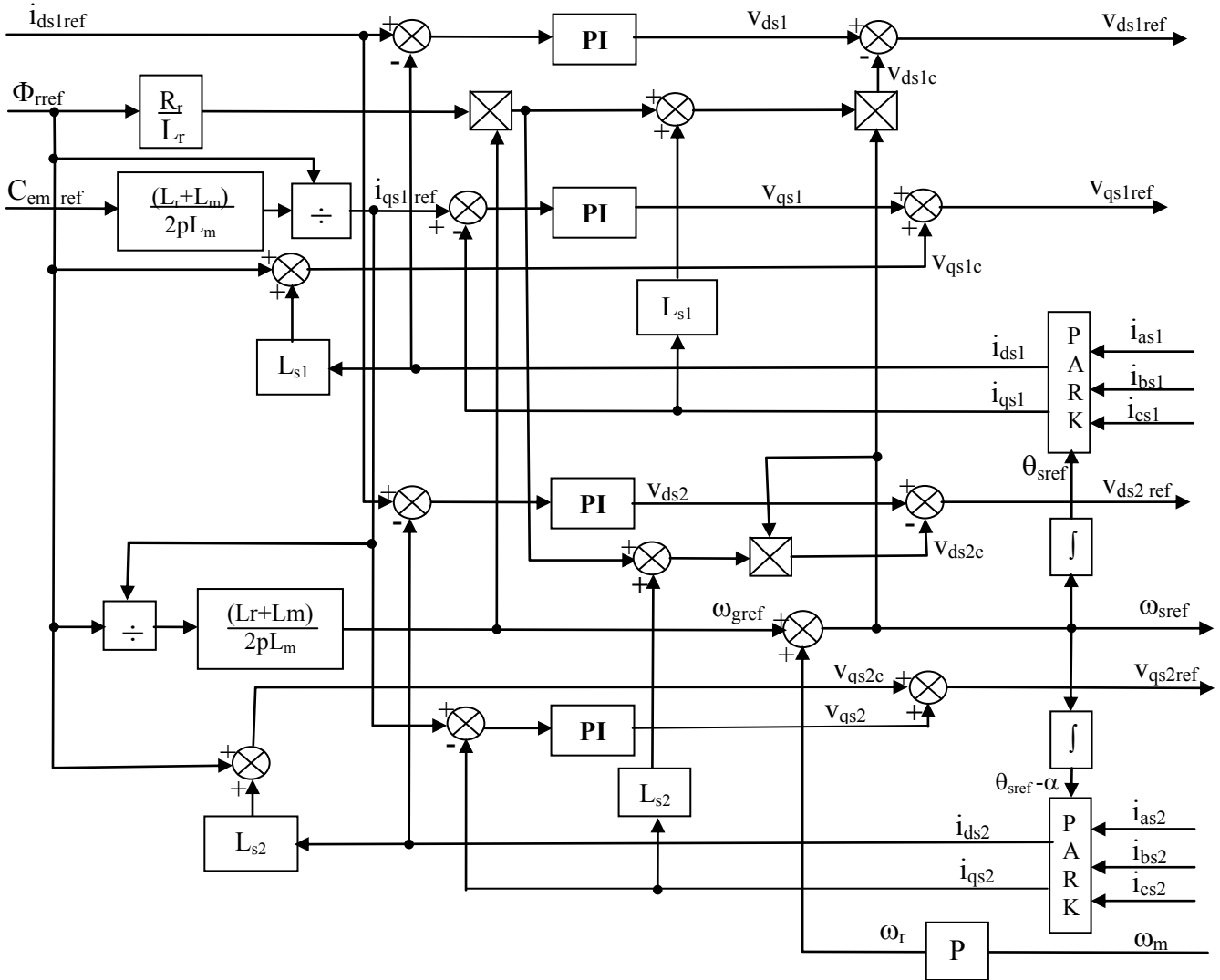


Figure (2.7) : Bloc de découplage en tension modifié (MFOC).

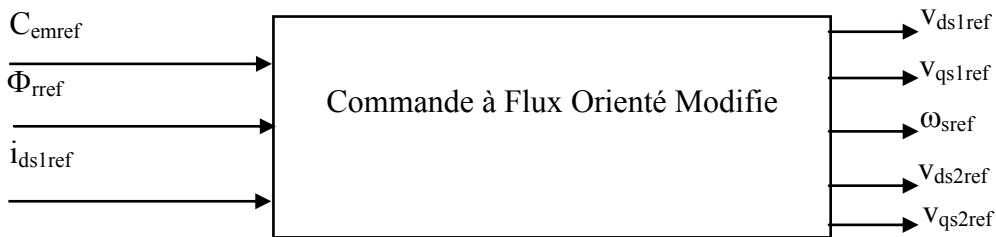


Figure (2.8) : Bloc de commande à flux Orienté modifié.

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

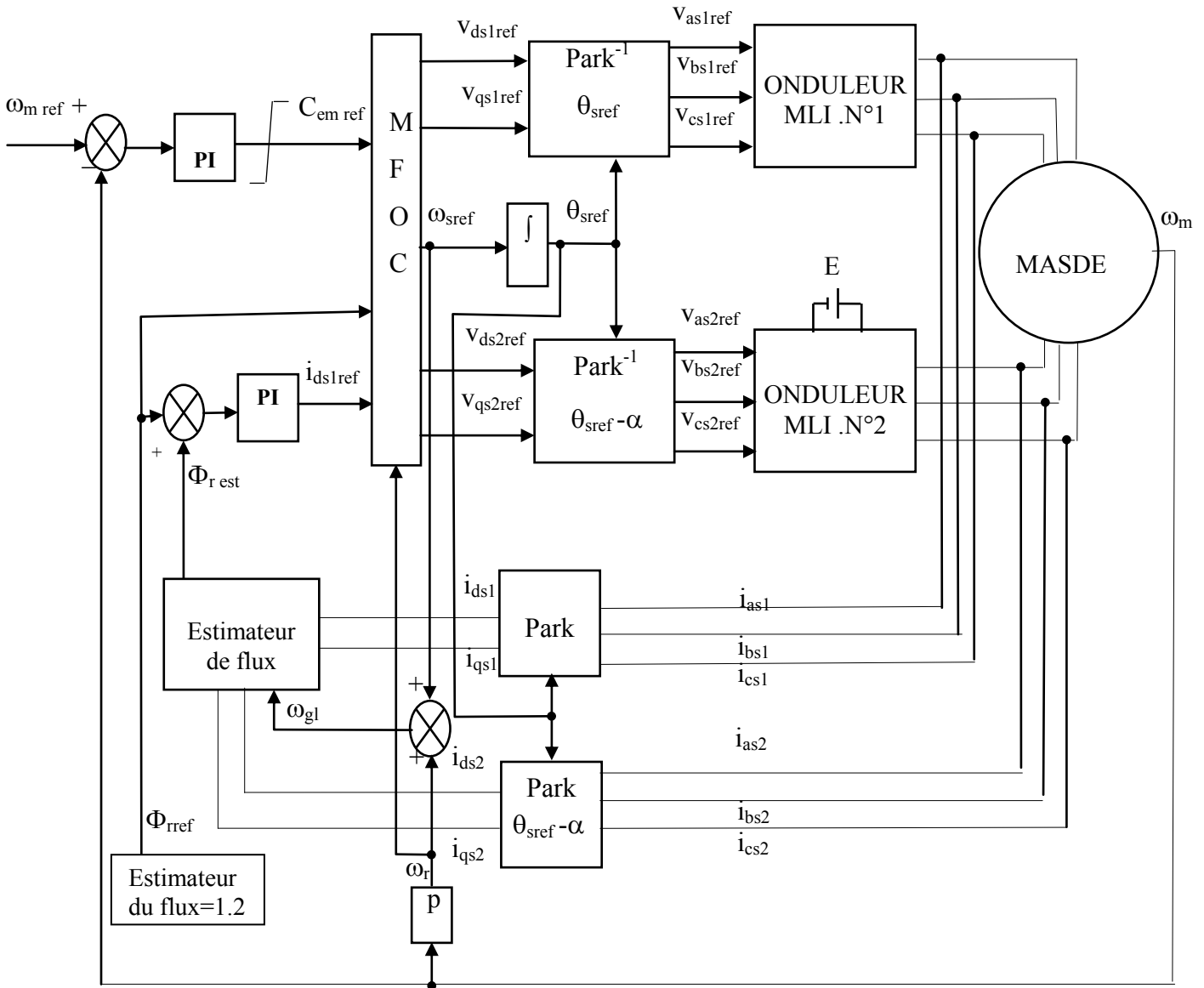


Figure (2.9) : Régulation de la vitesse par la méthode directe.

### II.7.1. Estimateur du flux

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{drest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{ref} \Phi_{qref} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{drest} \\ \frac{d\Phi_{qrest}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{ref} \Phi_{dref} - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{qrest} \end{cases} \quad (II.4)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2} \tag{II.5}$$

**II.7.2. Régulateur du flux**

Le schéma de régulation du flux est réalisé en admettant que :  $\dot{i}_{ds1ref} = \dot{i}_{ds2ref}$

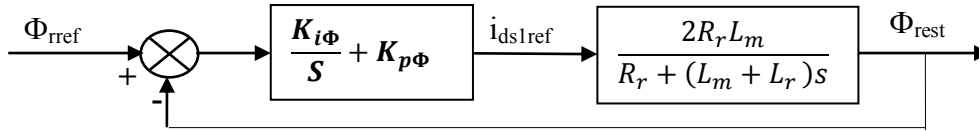


Figure (2.10) : Schéma réduit de régulation de flux.

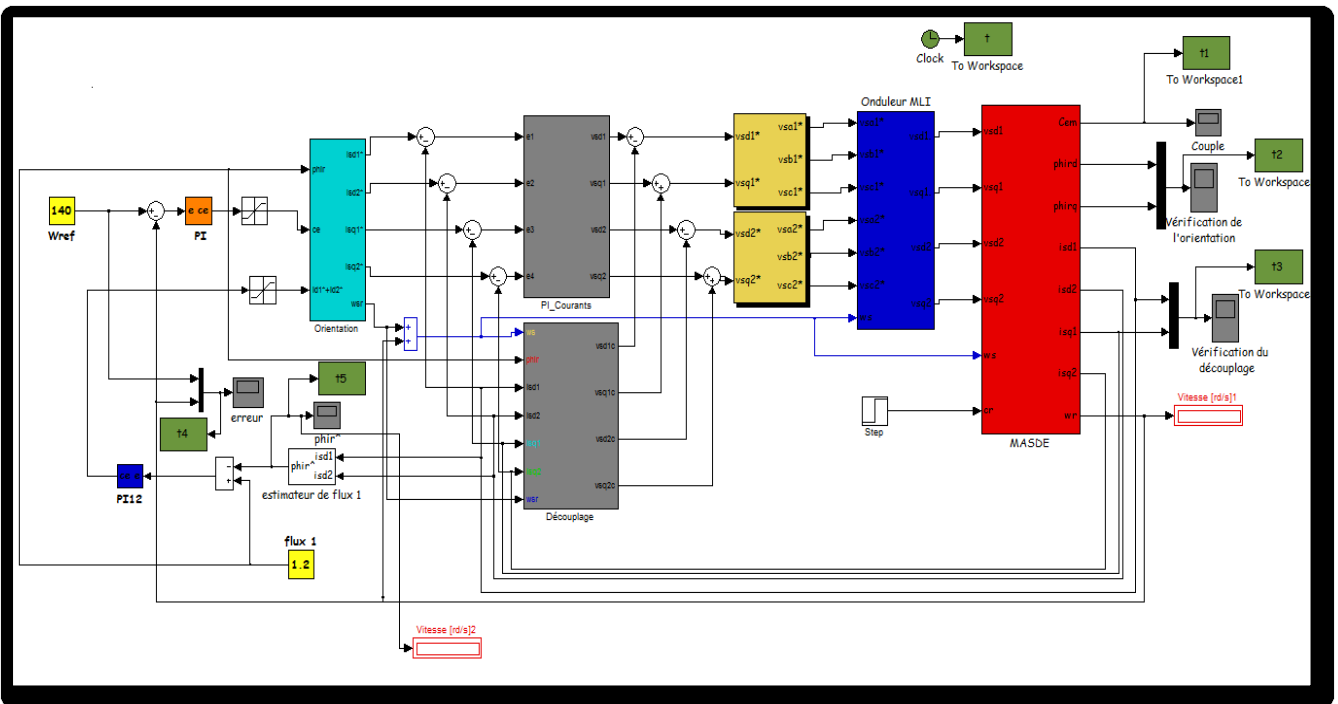
**II.7.2.1 Calcul des paramètres du régulateur PI**

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{rref}} = \frac{K_{i\Phi} + K_{p\Phi} s}{(L_m + L_r)s^2 + (R_r + 2K_{p\Phi} R_r L_m)s + 2K_{i\Phi} R_r L_m} \tag{II.34}$$

De la même manière précédente, pour dimensionner le régulateur, nous procédons au principe d'imposition des pôles, on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\Phi} = (2\rho_{\Phi}(L_m + L_r) - R_r) / (L_m + L_r) \\ k_{i\Phi} = \rho_{\Phi}^2(L_m + L_r) / R_r L_m \end{cases} \tag{II.35}$$



**II.8. Résultats des simulations**

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une MASDE alimentée par un deux onduleur de tension à deux niveau, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

✚ 1<sup>er</sup> Teste démarrage à vide et puis d'une application de charge: La figure (2.11) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec régulation de vitesse par la méthode directe, on applique une charge  $C_r = 12N.m$  à partir de  $t = 2.5s$ . La vitesse de référence est de 120 tr/min.

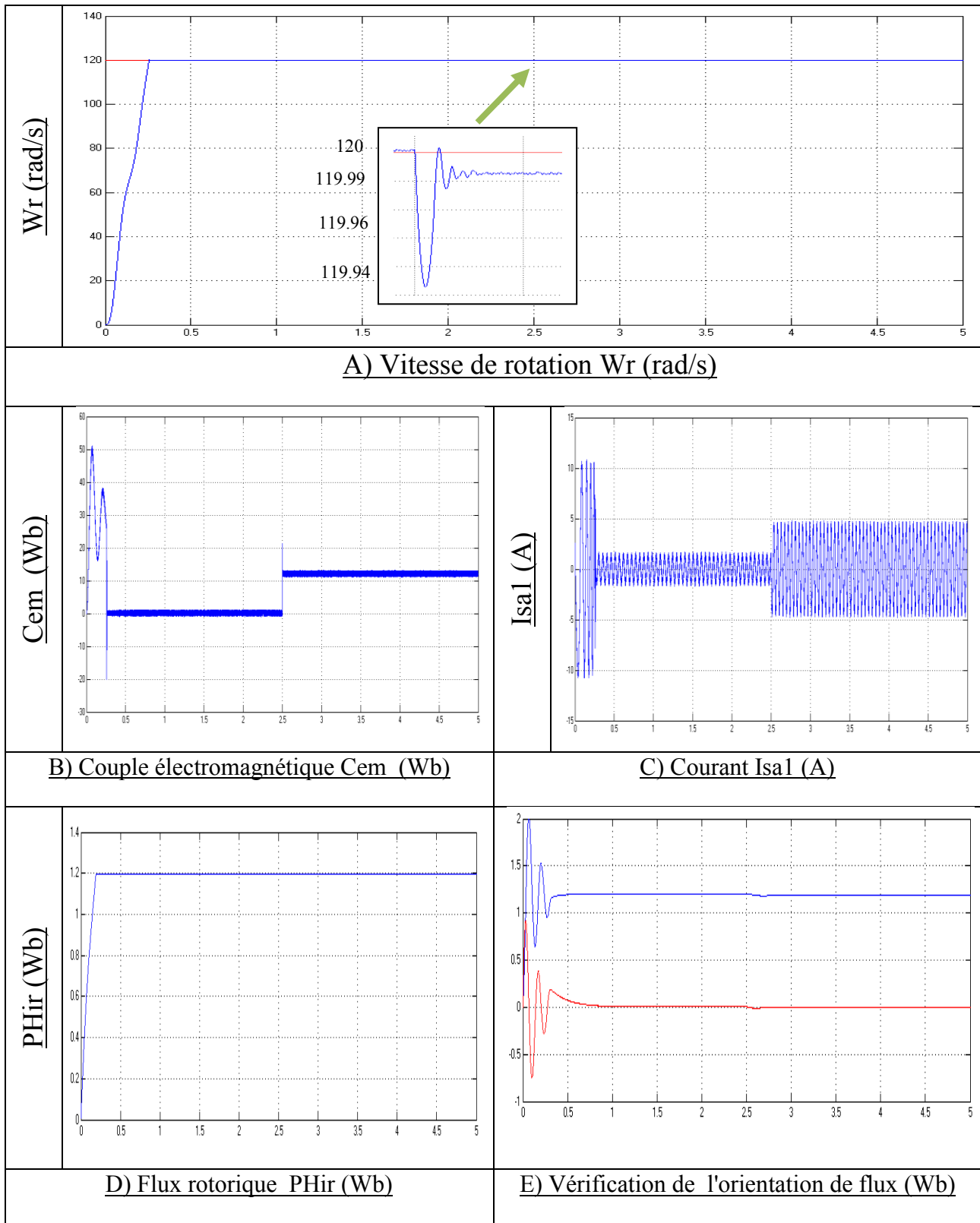


Figure (2.11): Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge  $C_r = 12N.m$

- 2<sup>ème</sup> Test par variation de charge : La figure (2.12) représente l'application d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à partir de  $t = [1.5-3]$ , la vitesse de référence est de 120 tr/min. :

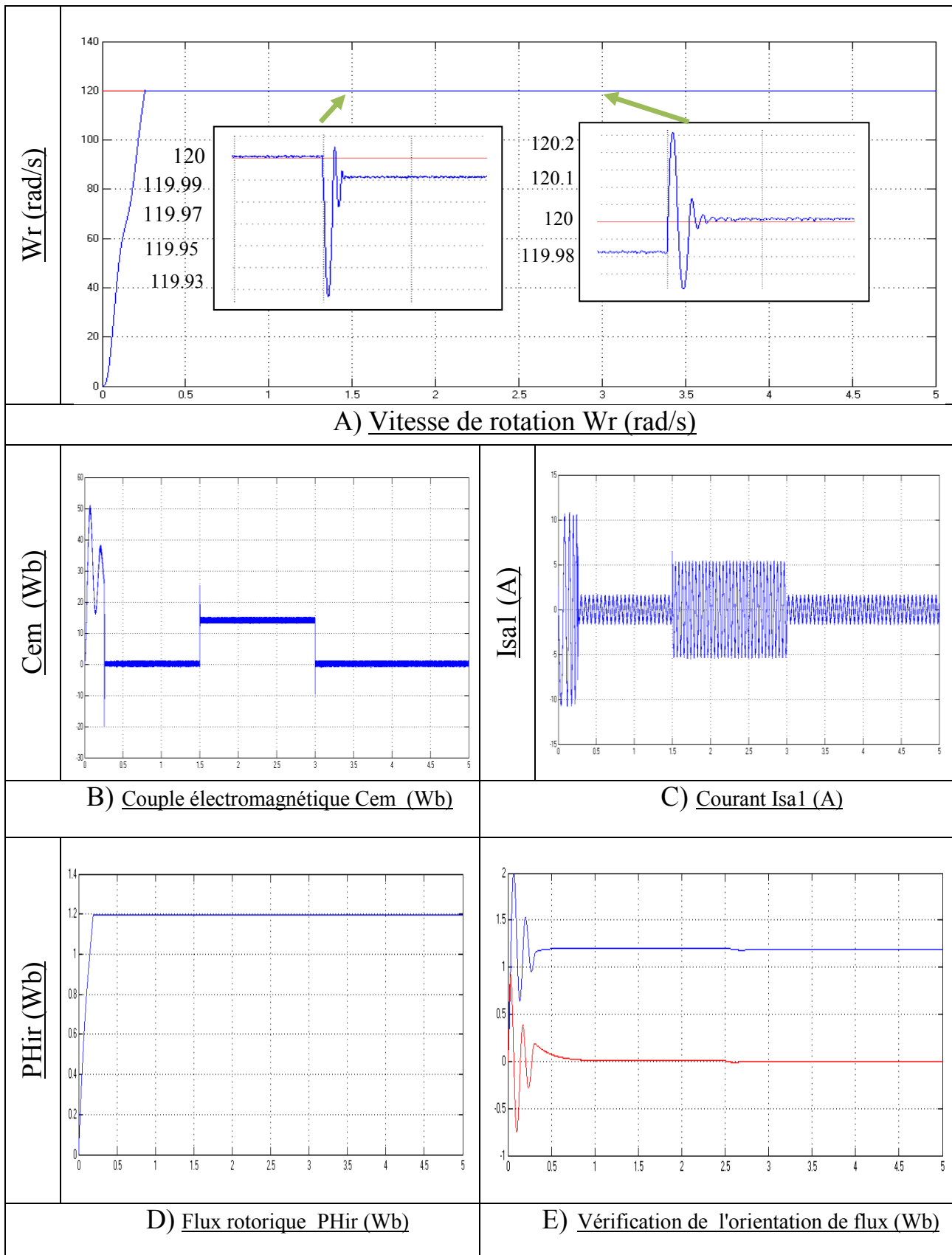
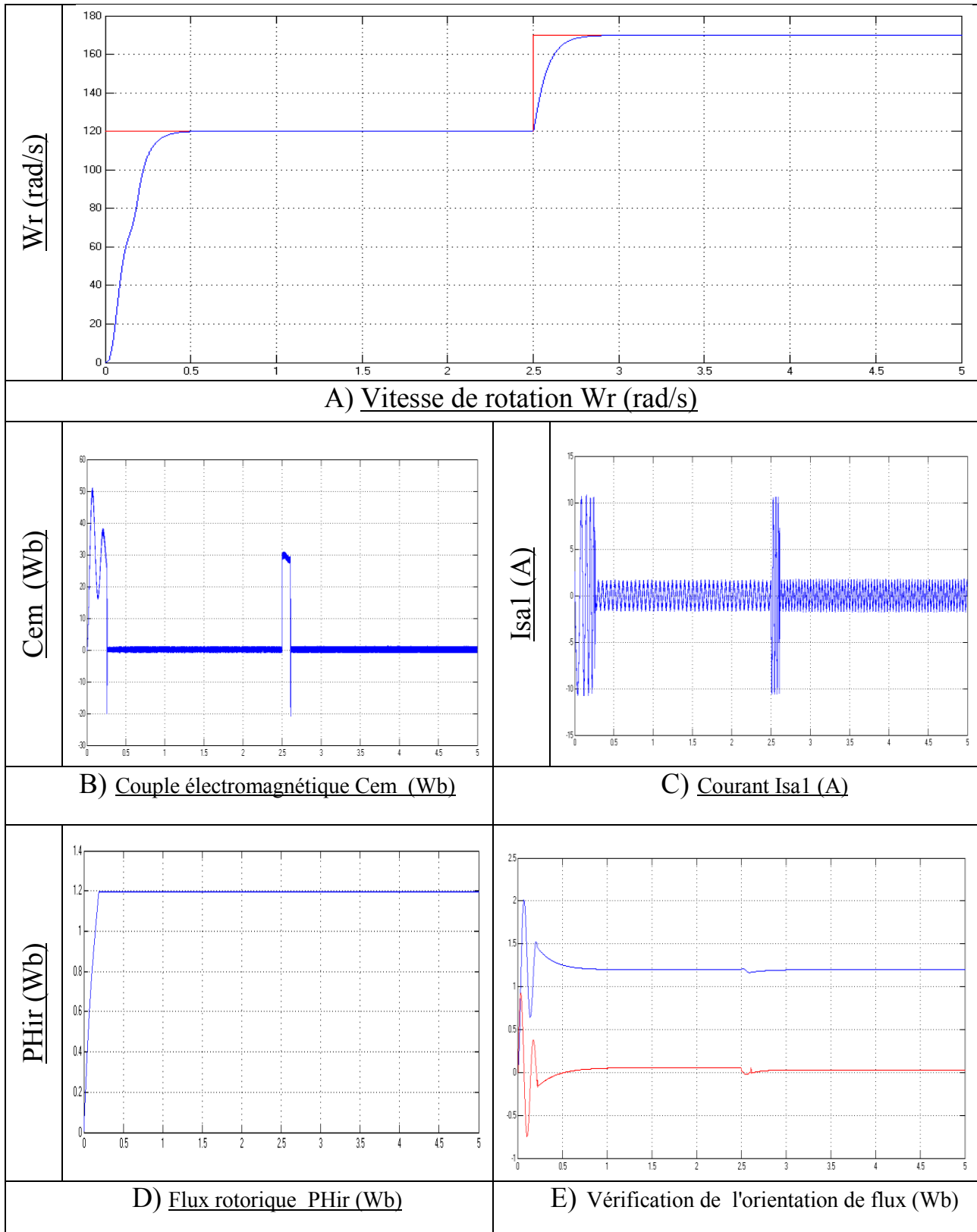


Figure (2.12): Réglage de la vitesse par la méthode directe avec variation de charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  entre [1.5, 2.5]s.

3<sup>eme</sup> Teste par variation de vitesse : Figure (2.13) représente le changement de vitesse .

Nous avons procédé à un changement de vitesse de référence 120 et 170 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2.5], [2.5, 5]$  Second avec un couple de charge nulle ( $C_r=0N.m$ ).



**Figure (2.13) :** Réglage de la vitesse par la méthode directe avec une de vitesse de (120 à 170) Rad/s est effectuée à  $t = 2.5s$ .

### II.8.1. Interprétations des résultats

- Dans le premier test la Figure (2.11), on remarque que:

- ❖ La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de  $t = 0.28s$  (figure (2.11.A)).

- ❖ Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ  $53.81 \text{ N.m.}$  d'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à  $t = 2.5 \text{ s}$  il compense le couple de charge appliqué à la machine (figure (2.11.B)).

- ❖ Le courant de la première étoile  $I_{s1a}$  a une valeur crête de  $12.03A$  en régime transitoire ; en présence de la charge, le courant atteint une valeur crête de  $4.9A$ , la valeur crête a vide est de  $1.6A$ , il présente des harmoniques (figure (2.11.C)). et le flux stabilise à sa grandeur de référence  $\Phi=1.2 \text{ Wb}$  (figure (2.11.D)).

- ❖ Le flux rotorique  $\Phi_{rd}$  oscille autour de la valeur  $1.2\text{Wb}$ , puis il se stabilise à la valeur imposée. et le flux  $\Phi_{rq}$  est de même forme qu'avec une valeur de stabilisation  $0\text{Wb}$  (figure (2.11.E)). Les deux flux rotorique d'axe d et q indépendamment de la charge appliquée, on dit que le découplage est parfait entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

- Pour le deuxième test, on remarque dans la Figure (2.12) :

- ❖ Au démarrage et durant le fonctionnement à vide, la vitesse ( $\omega_r \text{ (rad/s)}$ ) rejoint sa valeur de consigne à  $t = 0.29s$  avec un dépassement de  $0.001\%$  de vitesse de référence (figure (2.12.A)).

- ❖ Le couple électromagnétique ( $C_{em}(\text{N.m})$ ) atteint la valeur maximale de  $53.9 \text{ N.m}$  puis il oscille autour de zéro (figure (2.12.B)). Le courant  $i_{s1a}$  atteint la valeur maximale de  $12.1A$  (figure (2.12.C)).

- ❖ L'application des charges  $C_r = 14 \text{ N.m}$  (fonctionnement moteur) sur l'intervalle de temps  $t = [1.5, 3]$ . Le courant  $i_{s1a}$  de l'étoile 1 augmente et atteint une valeur crête  $5.3 \text{ A}$  puis il décline à partir de l'instant  $t=3s$  ou il devienne  $1.7 \text{ A}$  (figure (2.12.C)).

- ❖ On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge ( $C_r=14\text{N.m}$ )  $t=1.5s$  présente une chute ( $\omega_r = 119.93 \text{ rad/s}$ ) rejetée rapidement puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide (figure (2.12.A)).

- ❖ Le couple électromagnétique compense le couple de charge telle qu'il oscille autour de  $14\text{N.m}$  (figure (2.12.B)).

- ❖ Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées  $\phi_{dr}=1.2 \quad \phi_{qr}=0$  (figure (2.12.E)).

- Pour le troisième test {variation de vitesse la Figure (2.13)}, on remarque que:

- ❖ On note que la vitesse suit sa première consigne de  $120 \text{ rad/s}$  à  $t = 0.28s$ , par comparaison avec le temps de réponse de premier teste on trouve que le temps de réponse donner par la commande

direct est proportionnelle avec la valeur de vitesse de référence appliquer.

❖ D'autre part, le couple électromagnétique et les courants  $i_{as1}$  marque des pics, pendant les instants qui nous un changement de la vitesse de référence. Ces pics sont Presque égaux à ceux marqués dans le cas du démarrage ils rejoignent sa valeur primaire dans un durée de temps attient 0.2 s. Le flux toujours stabilise à sa grandeur de référence ( $\Phi=1.2$  wb).

## II.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle direct appliquée à une MASDE, cette méthode nécessite le module et la position de flux, qui sont indispensables.

La régulation par la méthode direct présente des performances meilleures que celle présentés par la méthode indirect (qui nécessite seulement la connaissance de la position de flux) en termes de temps de réponse et du rejet de perturbation.

L'inconvénient de régulation par cette dernière méthode c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Face à cet inconvénient on propose une technique de commande basée sur la logique floue type-1 qui sera l'objet de chapitre suivant.

chapitre III :  
Commande par  
logique floue  
appliquée à la  
MASDE

### III.1. Introduction :

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

Dans ce contexte, on présentera dans la première partie de ce chapitre un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. Alors, dans la deuxième partie on montrera la description de la commande par logique floue avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MASDE à flux rotorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation.

### III.2 Historique De La Logique Floue :

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle [20] [31] :

- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur ;
- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue;
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès ;

• A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegnoau Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

### III.3 Principe de la logique floue

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes ; c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeur intermédiaires «vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [22].

### III.4 Eléments De Base De La Logique Floue :

Dans cette partie, on va exposer d'une façon non exhaustive les éléments de base de la logique floue

#### III.4.1 Operateurs de la logique floue :

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [23]. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites Par les opérations « ET, OU, NON et ALORS » respectivement. Soit A et B deux Ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont,  $\mu_B$  ,  $\mu_A$  respectivement .

D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [21].

**Tableau (III.1) : Implication floue.**

Appellation	Implication floue
Zadeh	Max {min (( $\mu_A(x)$ , $\mu_B(y)$ ) , $1-\mu_A(x)$ )}
Mamdani	Min ( $\mu_A(x)$ , $\mu_B(y)$ )
Reichenbach	$1-(\mu_A(x)+\mu_A(y).\mu_B(y))$
Willmott	Max { $1-\mu_A(x)$ , min ( $\mu_A(x)$ , $\mu_B(y)$ )}
Diènes	Max ( $1-\mu_A(x)$ , $\mu_B(y)$ )
Brown gold1	Si $\mu_A(x) \leq \mu_B(y)$ $\mu_B(y)$ sinon
Lukasiewicz	Min ( $1, 1- \mu_A(x)+\mu_B(y)$ )
Larsen	( $\mu_A(x)$ , $\mu_B(y)$ )

**Exemple:(cas de mamdani)**

R= <<x est beaucoup plus grand que y>>,S= <<x est très proche de y>>

$$\mu_R(x,y) = \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{bmatrix} ; \mu_s(x,y) = \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{bmatrix}$$

$R \cup S = \langle \langle x \text{ est beaucoup plus grand que } y \rangle \text{ ou } \langle x \text{ est très proche de } y \rangle \rangle$

$$\mu_{R \cup S}(x,y) = \max \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{bmatrix} ; \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{bmatrix}$$

$$\mu_{R \cap S}(x,y) = \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.9 & 0.7 \\ 0.9 & 0.8 & 0.5 & 0.7 \\ 0.9 & 1 & 0.8 & 0.8 \end{bmatrix}$$

$R \cap S = \langle \langle x \text{ est beaucoup plus grand que } y \rangle \text{ et } \langle x \text{ est très proche de } y \rangle \rangle$

$$\mu_{R \cap S}(x,y) = \min \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{bmatrix} ; \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{bmatrix}$$

$$\mu_{R \cap S}(x,y) = \begin{matrix} x1 \\ x2 \\ x3 \end{matrix} \begin{bmatrix} y1 & y2 & y3 & y4 \\ 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0.3 & 0 & 0.7 & 0.5 \end{bmatrix}$$

- On définit le produit cartésien de deux ensembles flous A et B par (Mamdani) :

$$\text{soient } \begin{cases} A : u \rightarrow [0, 1] \\ u \rightarrow \mu_A(u) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} B : V \rightarrow [0, 1] \\ v \rightarrow \mu_B(v) \end{cases}$$

alors  $\mu_{A \times B}(u,v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v))$

Le produit cartésien de deux ensembles flous est une relation floue.

Dans la logique classique  $p \Rightarrow q$  équivaut à  $\neg p \vee q$  on obtient la table de vérité suivante :

p	q	$p \Rightarrow q$
1	1	1
1	0	0
0	1	1
0	0	1

(III.1)

Dans la logique floue : il n’y a pas une seule définition. L’extension de la définition précédente est appelée l’implication de Kleene-Dienes  $A \Rightarrow B$  équivaut à  $\mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(1 - \mu_A(u), \mu_B(v))$ .

On utilise couramment l’implication de Mamdani :

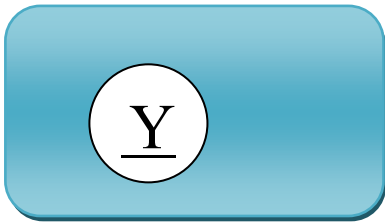
$$\mu_{A \Rightarrow B}(u, v) = \max(\mu_A(u), \mu_B(v))$$

**III.4.2 Fonctions d’appartenance :**

Les fonctions d’appartenance peuvent théoriquement prendre n’importe quelle forme, mais en général, les fonctions d’appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions, on cite les suivantes [20] : Les fonctions d’appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaire et trapézoïdale, donc par des segments de droite, les fonctions sont alors dites linéaires par morceaux.

Dans la plupart des cas, et en particulier pour le réglage par la logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

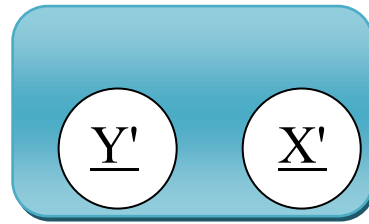
Ensemble classique « a »



X

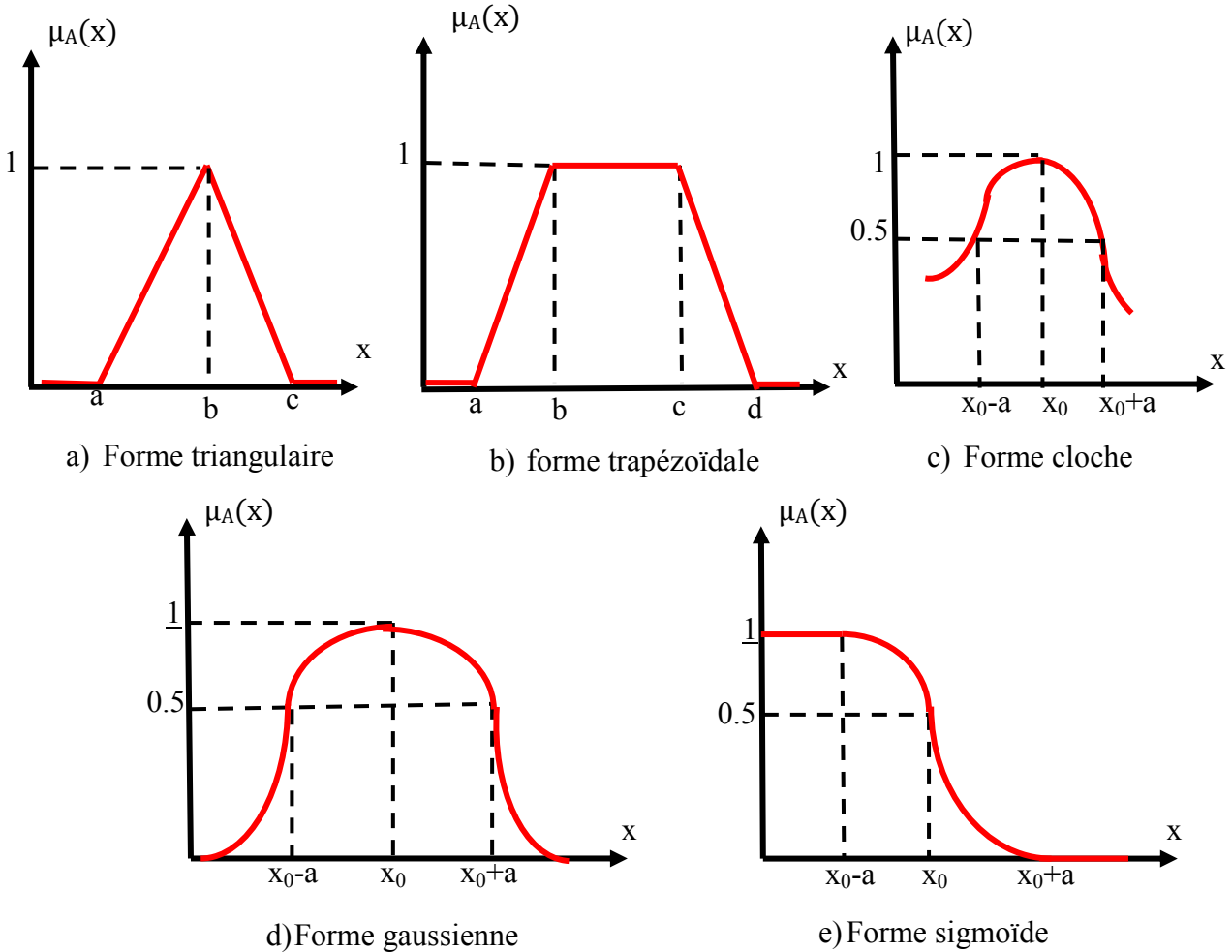
$x$ : n'appartient pas à « a »  
 $y$ : appartient totalement à « a »

Ensemble floue « b »



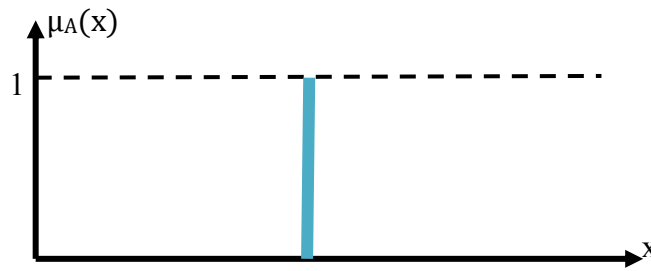
$y'$ : appartient partiellement à « b »  
 $x'$ : appartient totalement à « b »

Figure(3.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.



Figure(3.2) : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure (3.3). Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.



**Figure(3.3) :** Fonction d'appartenance singleton

### III.4.3 Caractéristiques d'un ensemble flou

Soit  $A$  un sous ensemble flou de  $X$ . On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou (figure 3.1).

#### •Support :

Le support de  $A$  est la partie de  $X$  sur laquelle la fonction d'appartenance de «  $A$  » n'est pas nulle.  $\text{Supp}(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) \neq 0 \}$  (III.2)

#### •Noyau :

Le noyau de  $A$  est l'ensemble des éléments de  $X$  pour lesquelles la fonction d'appartenance de  $A$  vaut 1.  $\text{Noy}(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) = 1 \}$  (III.3)

Autrement dit, le noyau est constitué des éléments qui satisfont pleinement la caractéristique vague définie par  $A$ . Lorsque le noyau n'est pas vide, on dit que l'ensemble flou  $A$  est normal ou normalisé, sinon on dit qu'il est sous-normale. Si  $A$  est classique alors :  $\text{Noy}(A) = A$ .

#### •Hauteur :

La hauteur d'un ensemble flou  $A$  dans  $X$  est la valeur maximale de la fonction d'appartenance; c'est le plus grand degré d'appartenance de  $A$ .

$$H(A) = \max ( \mu_A(x); x \in X ) \quad (\text{III.4})$$

Si :  $\text{Noy}(A) \neq \emptyset$ , alors la hauteur  $H(A)=1$

#### •Couple de niveau $\alpha$ :

On appelle couple de niveau  $\alpha$  ou  $\alpha$ -coupe de l'ensemble flou  $A$  pour une valeur donnée de  $\alpha \in [0,1]$ , le sous ensemble  $A_\alpha$  de  $X$  défini par :

$$A_\alpha = \{ x ; \mu_A(x) \geq \alpha \} \quad (\text{III.5})$$

Une  $\alpha$ -coupe telle que  $\mu_A(x) \geq \alpha, \forall x \in A_\alpha$  est dite stricte.

On appelle  $\alpha$ -niveau ou  $\alpha$ -coupe telle que  $\mu_A(x) = \alpha, \forall x \in A_\alpha$  et on note par :

$$A_\alpha = \{ x ; \mu_A(x) = \alpha \} \quad (\text{III.6})$$

On remarque qu'une  $\alpha$ -coupe définit un seuil de satisfaction du caractère flou énoncé par  $A$ .

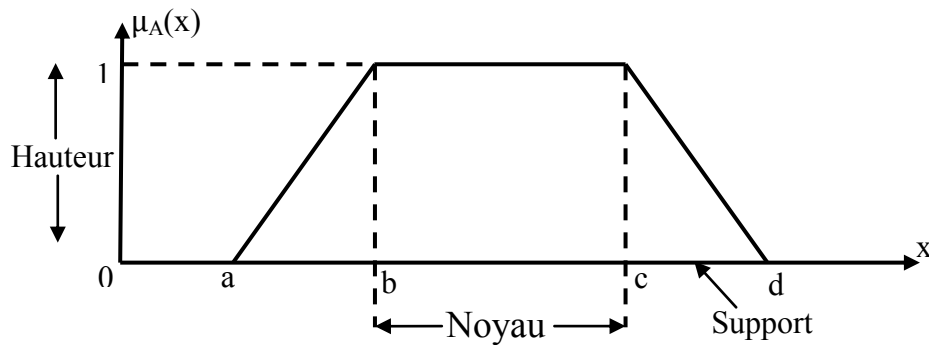


Figure 3.4 : Caractéristiques d'un ensemble flou.

### III.5. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Figure 3.5)

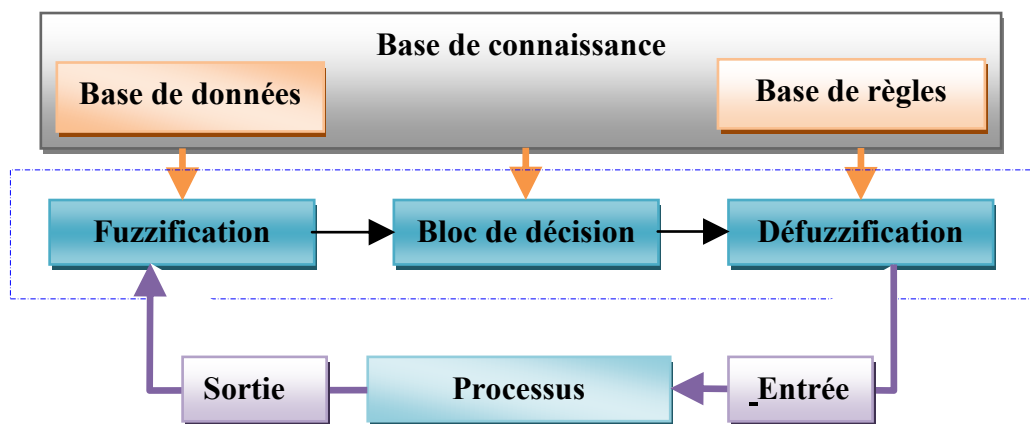


Figure (3.5) : Structure générale d'un système basé sur la logique floue.

- **Base de connaissance** : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- **Bloc de décision ou le moteur d'inférence** : inférence des opérations sur les règles.
- **Fuzzification** : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- **Défuzzification** : transformation des résultats flous en sorties précises.

### III.6 Commande Par Logique Floue :

La commande floue aux mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé à commander. C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande. [24]

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé ..... », et sur

règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées. [24]

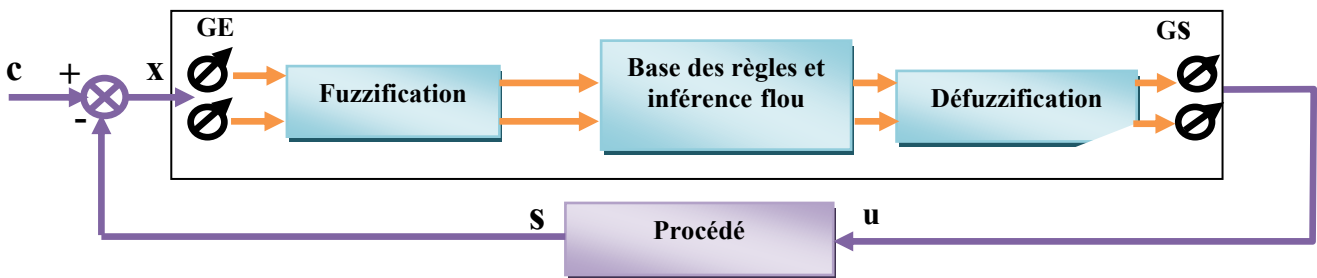
**Si** l'erreur est positivement grande

**Et** la variation de l'erreur est positivement grande

**Alors** la variation de la sortie est négative »

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh.

Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie, (Figure (3.6)). L'ensemble des entrées du procédé et noté  $U$  (ensembles des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé). L'ensemble des sorties observées  $S$ , l'ensemble des consignes  $C$  et l'ensemble des entrées du régulateur flou  $X$  (par exemple : taille, température, vitesse...). L'ensemble des gains de normalisation des entrées  $GE$  et les gains de sorties  $GS$  du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables.



**Figure (3.6) :** Schéma de principe de la régulation floue (FLC).

### III.6.1. Fuzzification des entrées

L'objectif de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables floues, c'est-à-dire en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour ces différentes variables d'entrée.

Les grandeurs physiques d'entrée  $X$  sont réduites à des grandeurs normalisées  $x$  dans une plage de variation, souvent  $[-1 \ 1]$ , appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique

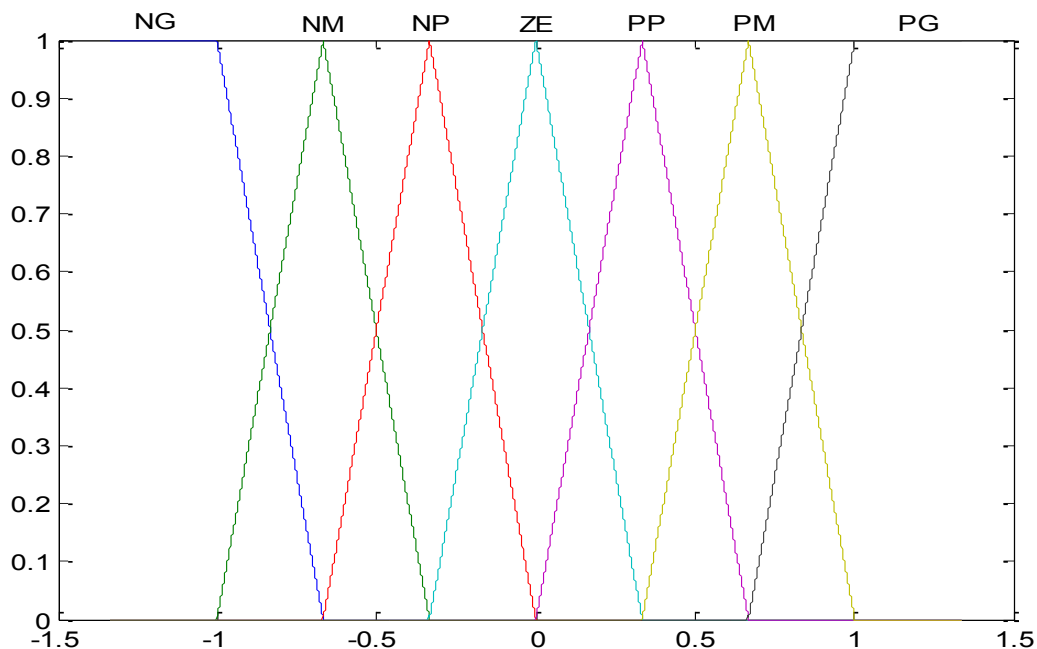
de  $|x| \leq 1$ , pour pallier le problème des grandes variations de  $X$ . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée  $x$  et  $X$ .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,.....), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable  $x_1$  peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure (3.7)) pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

NG : négative grande. NM : négative moyen. NP : négative petite.

EZ : environ zéro. PP : positive petite. PM : positive moyen. PG : positive grande.

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :



**Figure (3.7) :** Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance.

### III.6.2. Base des règles et inférence flou

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, est permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si  $x_1$  est "positif grand" et  $x_2$  est "zéro environ" alors  $u$  est "négatif grand".

Où  $x_1$  et  $x_2$  représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et  $u$  la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

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

La table (III.3) représente une table d'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée l'erreur de vitesse « e » et la variation de cette dernière « de » et la variable de sortie « du » [25].

**Tableau. III.2 :** Calcul de la variation de la commande  $\Delta u$ .

$\Delta u$		$E$						
		$NG$	$NM$	$NP$	$ZE$	$PP$	$PM$	$PG$
$dE$	$NG$	$NG$	$NG$	$NG$	$NG$	$NM$	$NP$	$ZE$
	$NM$	$NG$	$NG$	$NM$	$NP$	$NP$	$ZE$	$PP$
	$NP$	$NG$	$NM$	$NM$	$NP$	$ZE$	$PP$	$PM$
	$ZE$	$NG$	$NP$	$NP$	$ZE$	$PP$	$PM$	$PG$
	$PP$	$NM$	$NP$	$ZE$	$PP$	$PM$	$PM$	$PG$
	$PM$	$NP$	$ZE$	$PP$	$PM$	$PM$	$PG$	$PG$
	$PG$	$ZE$	$PP$	$PM$	$PG$	$PG$	$PG$	$PG$

### III.6.3 Mécanisme d'inférence floue

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes [26] :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)** : La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)** : La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- **méthode d'inférence Somme-Produit:** L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

**III.6.4. Interface de Défuzzification**

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont :

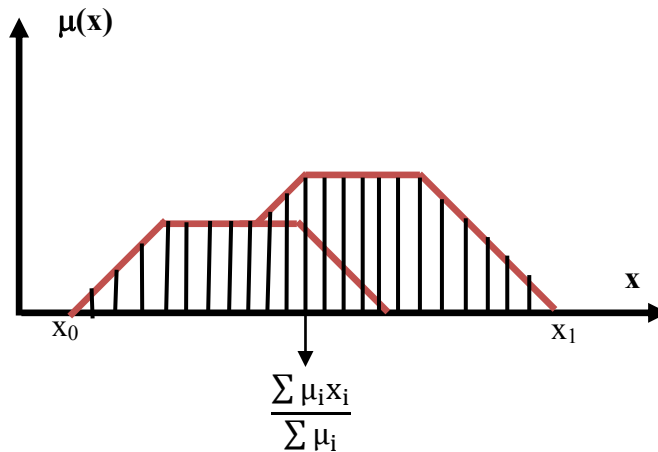
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode de moyenne de maximum ;
- Méthode de moyenne pondérée ;

**III.6.4.1. Méthode du centre de gravité**

La méthode du centre de gravité est la méthode la plus mentionnée dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale :

$$u = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x u(x) dx}{\int_{x_0}^{x_1} u(x) dx} \tag{III.7}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.



**Figure (3.8) :** Défuzzification par le centre de gravité.

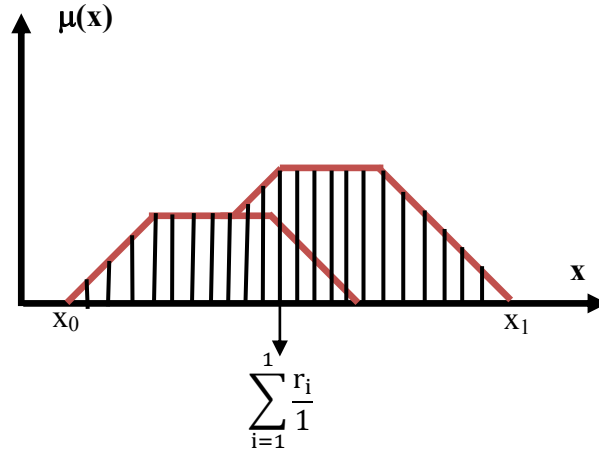
Lorsque la fonction  $\mu(x)$  est discrétisée (figure 3.8), le centre de gravité est donné par :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i x_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \tag{III.8}$$

Où  $n$  est le nombre des niveaux de quantisation,  $x_i$  la valeur de sortie pour les niveaux  $i$  et  $\mu_i$  sa valeur d'appartenance.

**III.6.4.2. Méthode de moyenne de maximum**

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale.



**Figure (3.9) :** Défuzzification par la méthode moyenne de maximum.

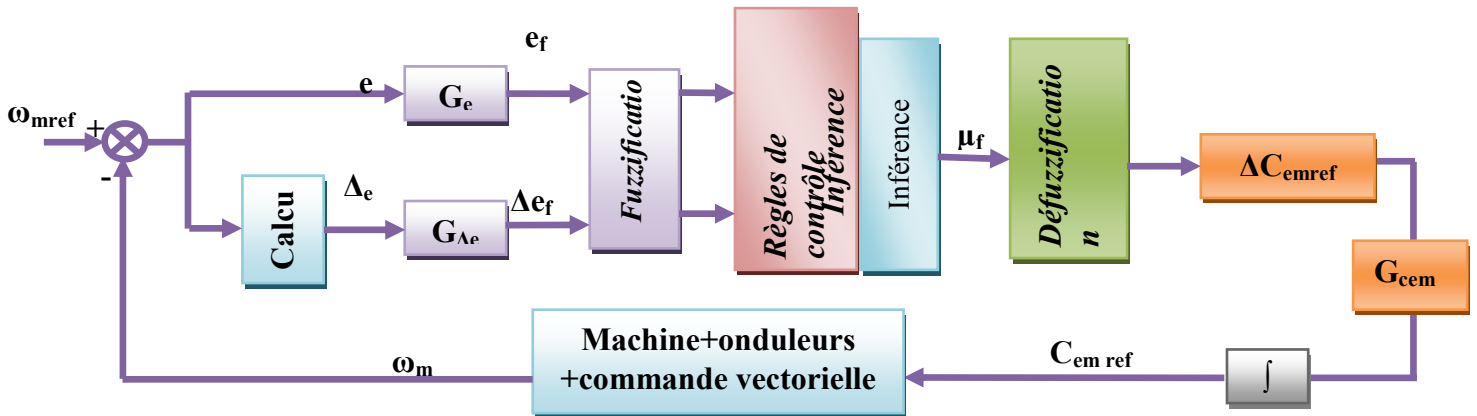
Si la fonction est discrétisée, comme montré à la (figure (3.10)), la valeur defuzzifiée est donnée par :

$$u = \sum_{i=1}^l \frac{r_i}{1} \tag{III. 9}$$

Où l est le nombre de valeurs quantifiées r pour lesquelles l'appartenance est maximale.

**III.7 Application de la logique floue à la commande de la MASDE**

Dans cette section, nous nous intéressons à l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la MASDE. On distingue souvent deux types de résultats de Défuzzification, le premier est de type MAMDANI et l'autre de type SUGENO. Dans notre étude, nous étudions celui de MAMDANI. La figure (3.10) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.



**Figure (3.10) :** Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).



1<sup>er</sup> Teste démarrage à vide et puis d'une application de charge: La figure (3.13) représente l'applique d'une charge  $C_r = 12N.m$  à partir de  $t = 2.5s$ . La vitesse de référence est de 120 tr/min.

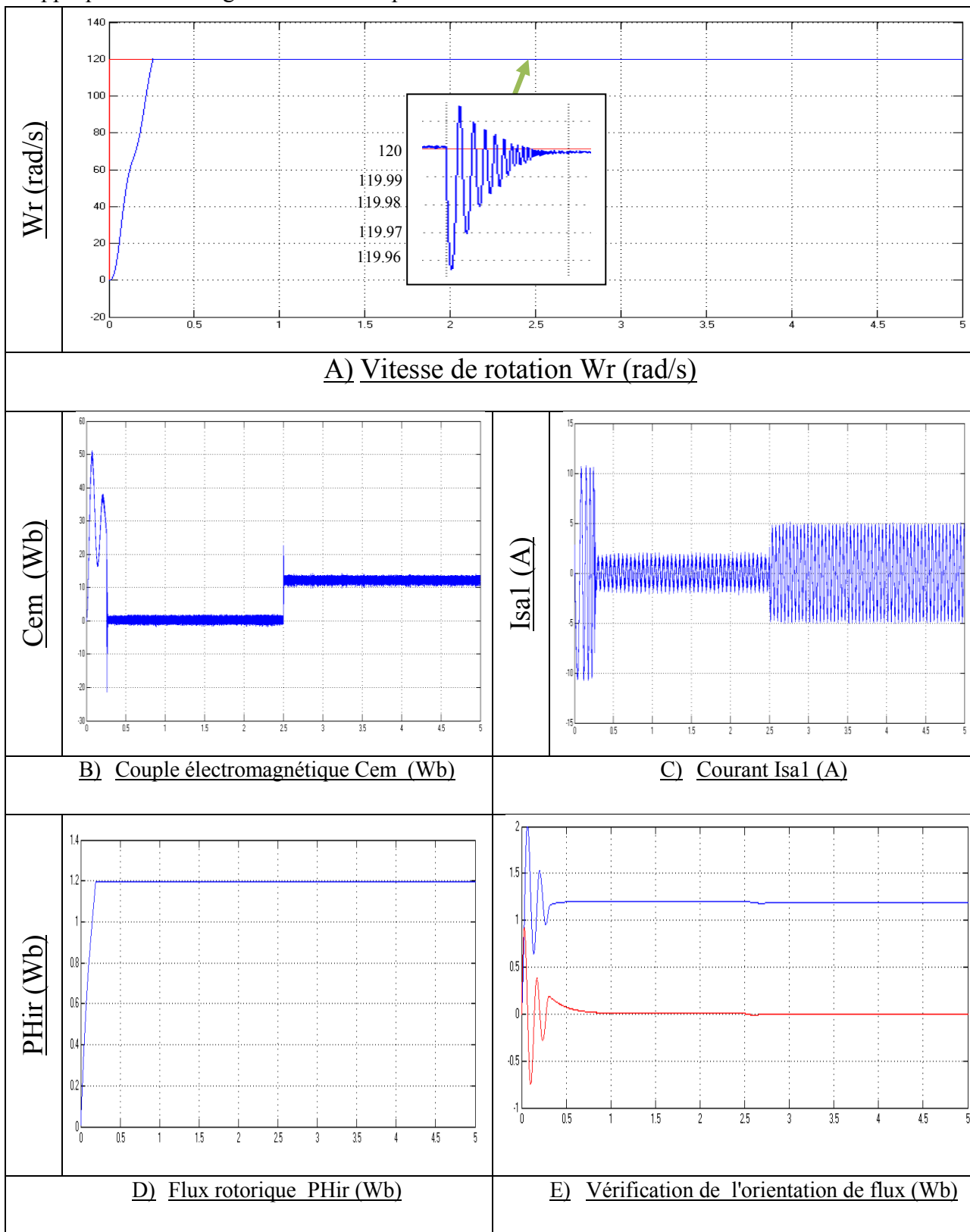
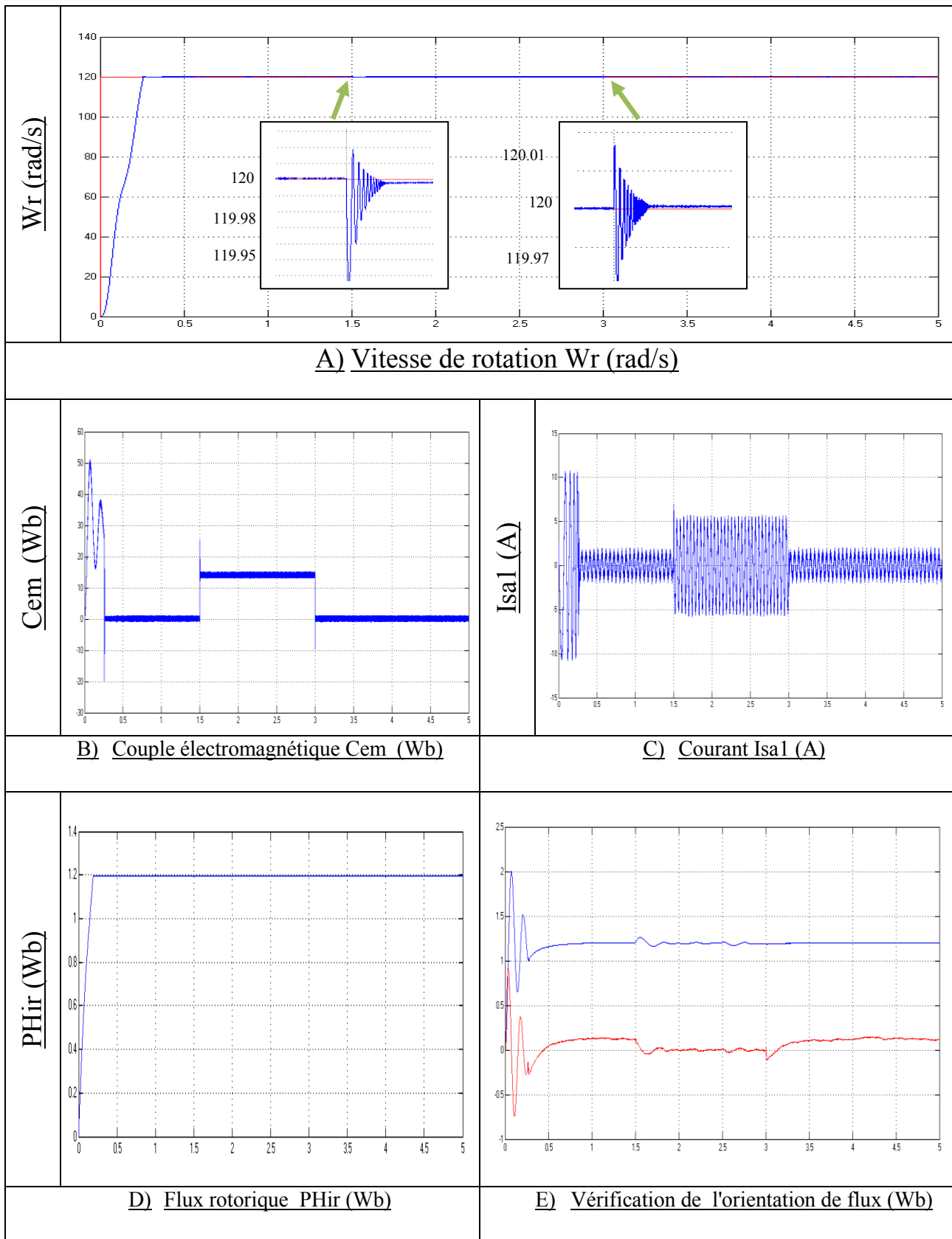


Figure (3.12): Réglage de la vitesse par la méthode PI-Floue avec application d'une charge  $C_r = 12N.m$

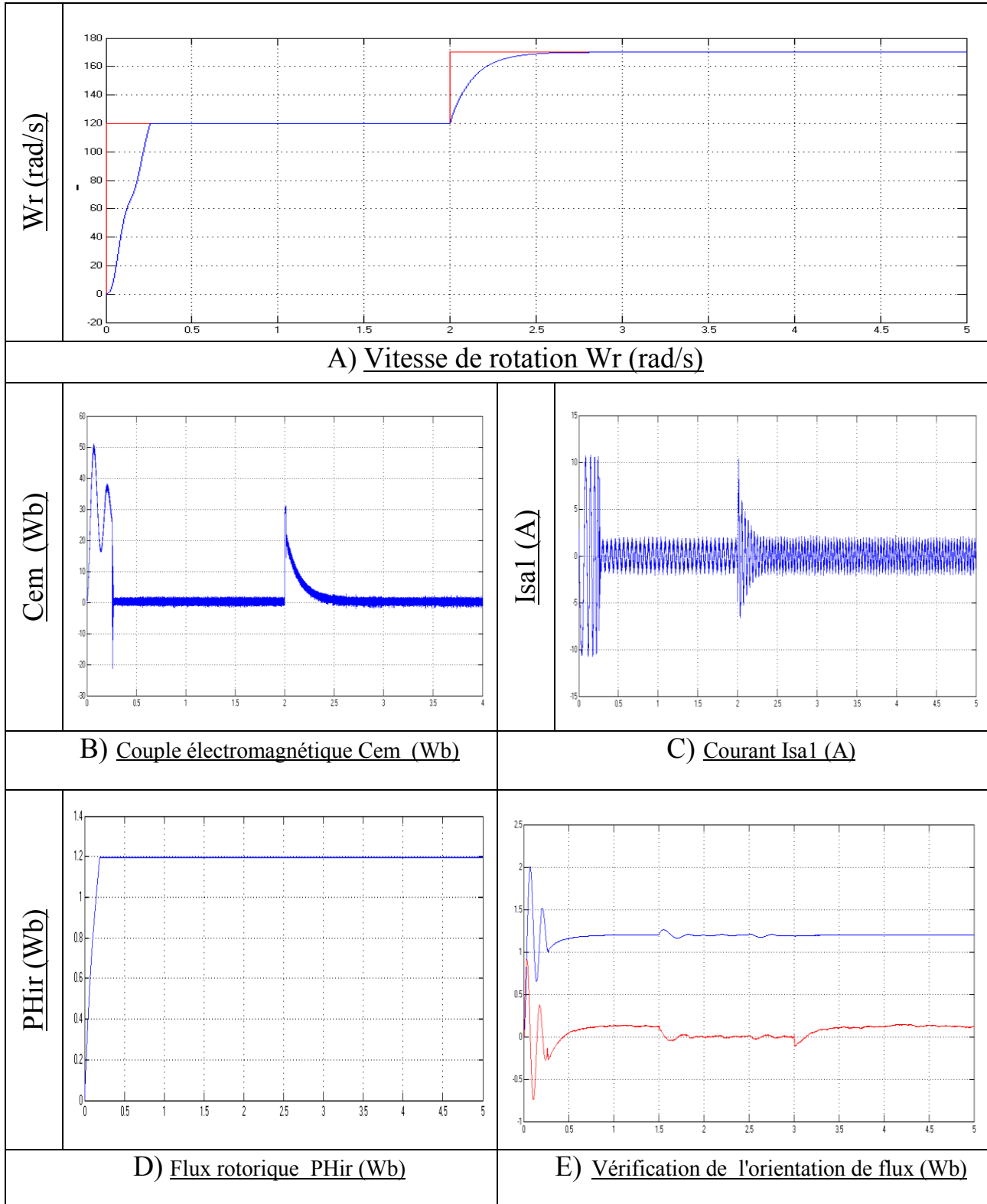
2<sup>ème</sup> Test par variation de charge : La figure (3.14) représente l'applique d'une charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à partir de  $t = [1.5-3]$ . La vitesse de référence est de  $120 \text{ tr/min.}$



**Figure (3.13):** Réglage de la vitesse par la méthode PI-Floue avec variation de charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  entre  $[1.5, 2.5] \text{ s}$ .

3<sup>ème</sup> Teste par variation de vitesse : Figure (3.15) représente le changement de vitesse.

Nous avons procédé à un changement de vitesse de référence 120 et 170 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2.5], [2.5, 5]$  Second avec un couple de charge nulle ( $C_r=0N.m$ ).



**Figure (3.14) :** Réglage de la vitesse par la méthode PI-Floue avec une de vitesse de (120 à 170) Rad/s est effectuée à  $t=2s$ .

### Interprétations des résultats

Les résultats de simulation ont été effectués pour trois tests, démarrage à vide et puis d'une application de charge  $Cr=12N.m$  à l'instant de  $t=2.5$ , et l'application d'un couple de charge ( $Cr=14N.m$ ) durant l'intervalle  $[1.5 ; 2.5]$  s, et variation de vitesse (120 à 170)rad/s à l'instant  $t=2s$ .

▪ Dans le premier teste démarrage à vide et puis d'une application de charge  $Cr=12N.m$  la Figure (3.12).

❖ Au démarrage et pendant le régime transitoire on remarque que la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, à l'instant  $t=0.32s$ , elle atteint 120 rad/s (début du régime permanent), puis on constate également que la vitesse subit une petite chute à l'instant de l'application de la charge  $t=2.5s$  (Figure (3.12.A)).

❖ la Figure (3.12.B) montre également que Le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire le couple de charge appliquée, la réponse du couple et du flux présentant de bonnes performances et le découplage est parfaitement réalisé.

❖ Le courant de la première étoile  $I_{s1a}$  a une valeur crête de 12.03A en régime transitoire ; en présence de la charge, le courant atteint une valeur crête de 4.9A, la valeur crête a vide est de 1.6A, il présente des harmoniques (figure (3.12.C)).et le flux stabilise à sa grandeur de référence  $\Phi=1.2$  Wb (figure (3.12.D)).

❖ Le flux rotorique  $\Phi_{rd}$  oscille autour de la valeur 1.2Wb, puis il se stabilise à la valeur imposée.et le flux  $\Phi_{rq}$  est de même forme qu'avec une valeur de stabilisation **0Wb** (figure (3.12.E)).

▪ Dans le deuxième test variation de charge la Figure (3.13).

❖ Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à  $t = 0.31s$  avec dépassement 0.0001% Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de 53.6 N.m à  $t = 0.01s$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t=0.32s$ ).

❖ Toutefois, les mêmes résultats qu'il 'égard de la commande vectorielle (direct) sont obtenus avec la commande par logique floue, concernant les modes de fonctionnement de la machine (moteur). Néanmoins, avec une meilleure régulation (précision et stabilité) de la vitesse par la technique de commande par logique floue, car l'insertion de la charge n'a aucune influence sur l'évolution (stabilité) delà vitesse.

▪ Dans le troisième test {variation de vitesse la Figure (2.12)}, on remarque que:

❖ A partir de ces résultats, nous avons remarquons que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans tous les parties de changement elle est rapide et précise.

❖ La vitesse atteint sa première valeur de référence au bout de 0.22s sans dépassement,

le couple électromécanique compense le couple de charge sans pics et présente au démarrage une valeur égale à 56.7 N.m. Le flux rotorique direct suit la valeur imposée (1Wb), et la composante en quadrature est nulle. Ce qui montre que le FLC présente des performances de poursuite très satisfaisantes, tel qu'il a amélioré la dynamique des réponses pendant le réglage de vitesse.

### III.11 ETUDE COMPARATIVE

Nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques par deux types de commandes : Commande vectorielle direct (PI) et PI-Floue Ceci pour évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de telle méthode de contrôle selon les impositions des cahiers de charges à chaque système à vitesse variable.

La meilleure commande sera celle qui répond mieux aux exigences à savoir:

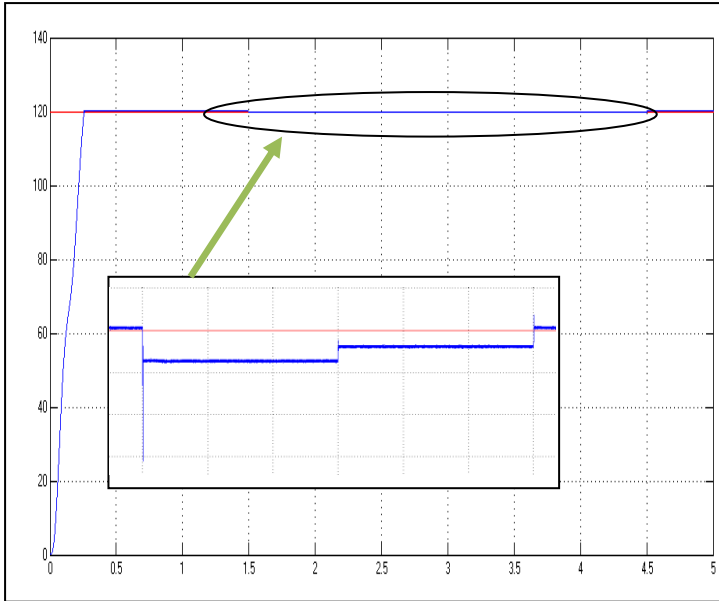
- Meilleures performances statiques et dynamiques.
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle (flux et vitesse).
- Meilleures rejets de perturbations (couple de charge).
- Insensibilité aux variations des paramètres.
- Evolutions des courants dans les limites admissibles sans oscillations fortes sur le couple.

#### III.11.1 Résultats de simulation.

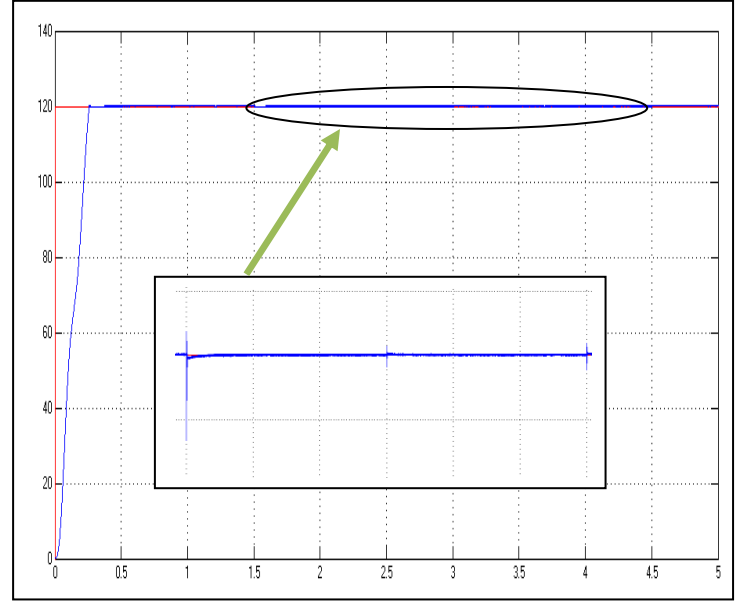
##### Etude par variation de charge.

La figure (3.15) : représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE par l'application des charges  $C_r = 14$  et  $8$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1.5, 3]$  et  $[3, 4.5]$  s , en imposant la vitesse de référence  $\omega_r = 120$  rad/s .

Commande vectorielle direct (PI)

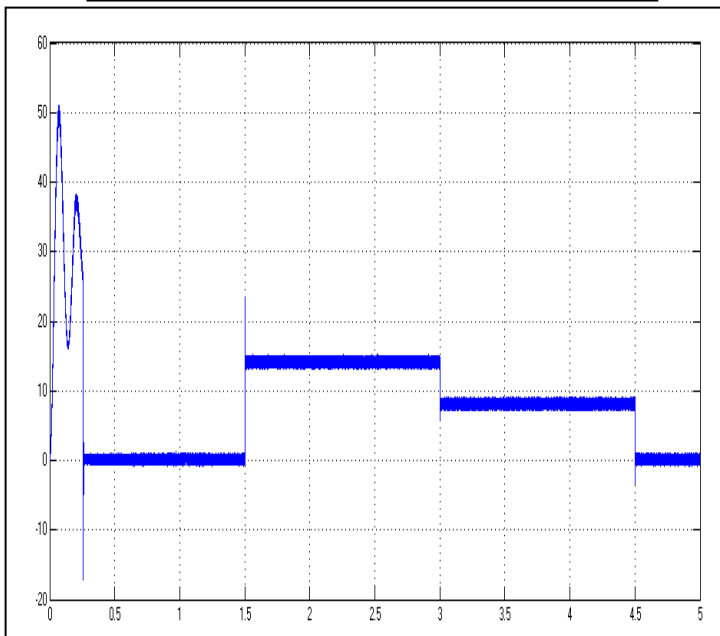


PI-Floue

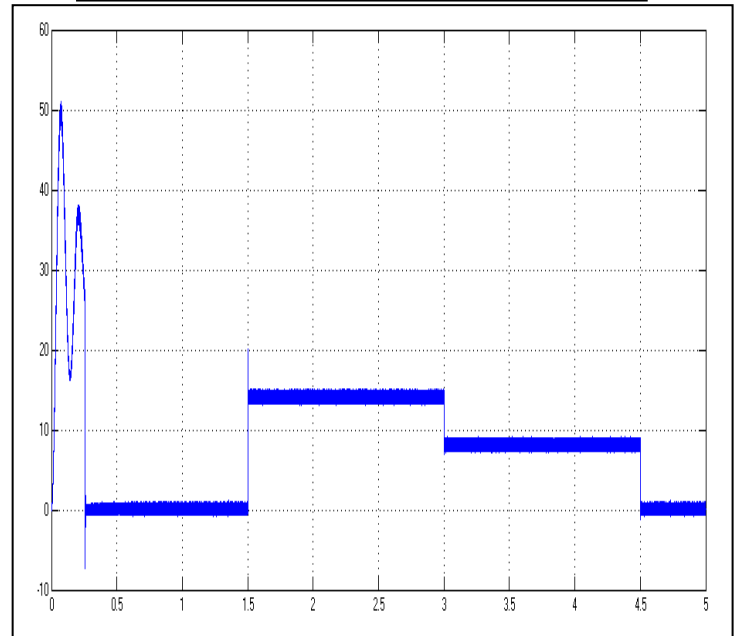


A) Vitesse de rotation  $W_r$  (rad/s)

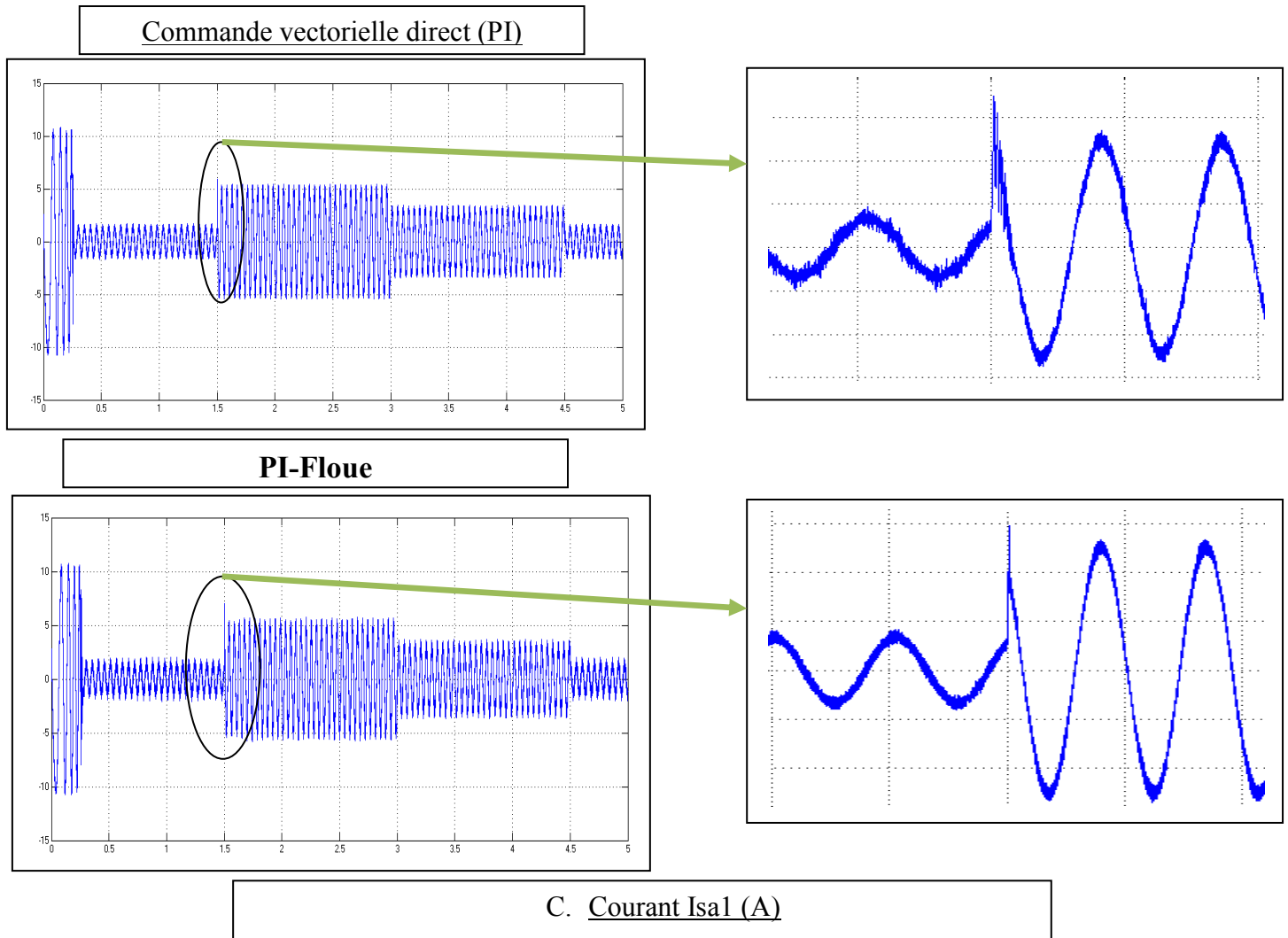
Commande vectorielle direct (PI)



PI-Floue



B. Couple électromagnétique  $C_{em}$  (Wb)



**Figure (3.15) :** Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse lors de l'introduction d'un couple de charge ( $C_r = 14$  et  $8\text{ N}\cdot\text{m}$ ) respectivement entre les intervalles de Temps  $t = [1.5, 3]$  et  $[3, 4.5]$  S.

### Interprétations des résultats

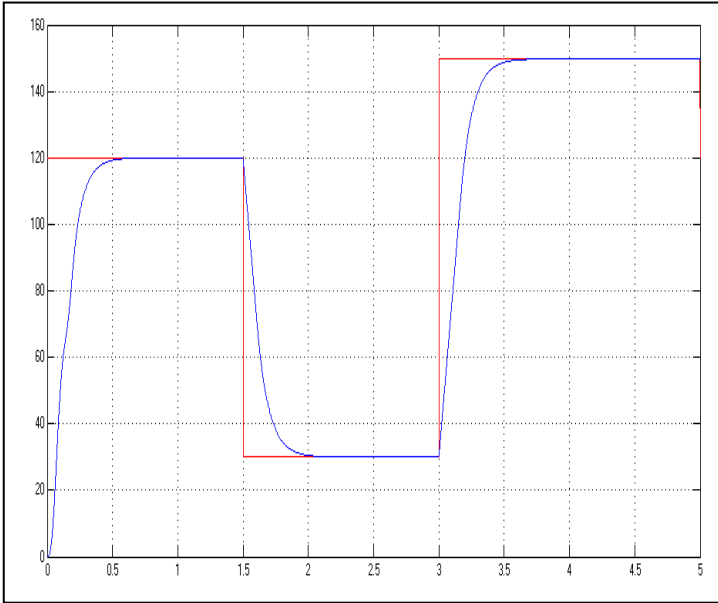
A partir des résultats indiquées dans la figure (3.15), nous observons une meilleure poursuite du régulateur flou par rapport à celle du régulateur PI.

Tel que, régulateur flous génèrent un petit dépassement par rapport les régulateurs PI, il négliger les pics qui se engendré instantanément dans les moments d'appliquent des charges, et l'particulièrement au régime transitoire. Pour les autres performances, elles sont quasi similaires à celle du régulateur PI comme il est indiqué par zoomant les réponses dans les instants d'application des charges.

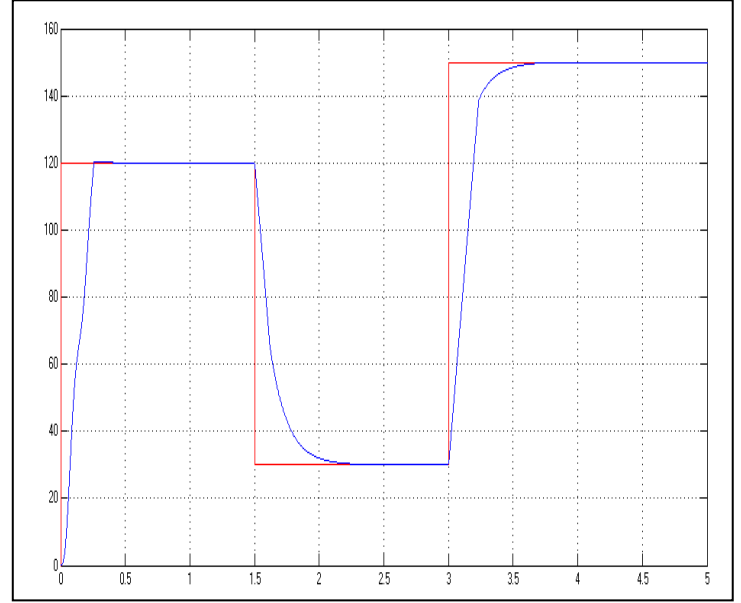
### variation de vitesse

Nous avons procédé à un changement de vitesse de référence  $120,30$  et  $200$  rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0 - 2], [2 - 3.5]$ , et  $[3.5 - 5]$  Second avec un couple de charge ( $C_r=0\text{N}\cdot\text{m}$ ) comme il est indiqué dans la figure (3.16).

Commande vectorielle direct (PI)

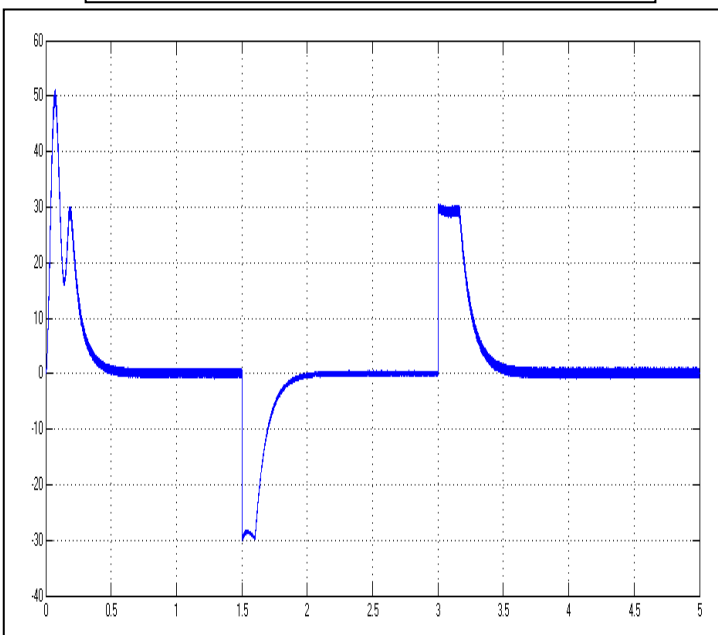


PI-Floue

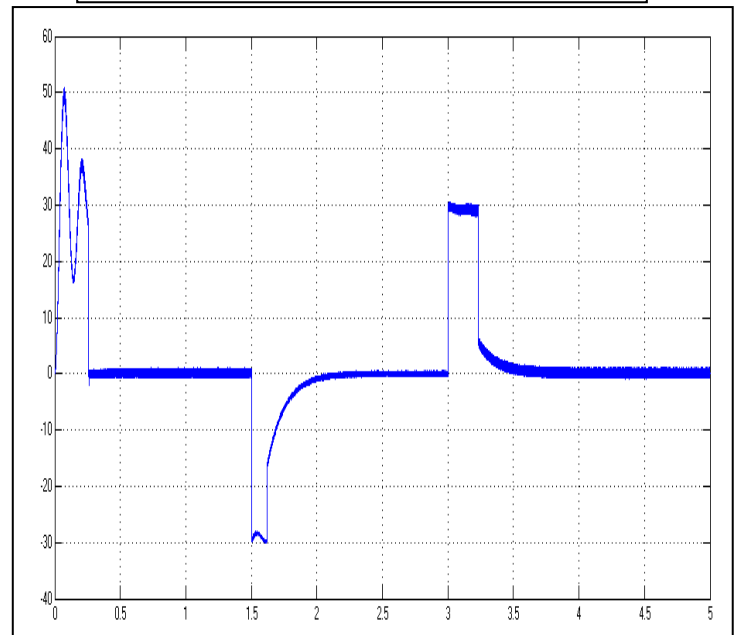


A) Vitesse de rotation  $W_r$  (rad/s)

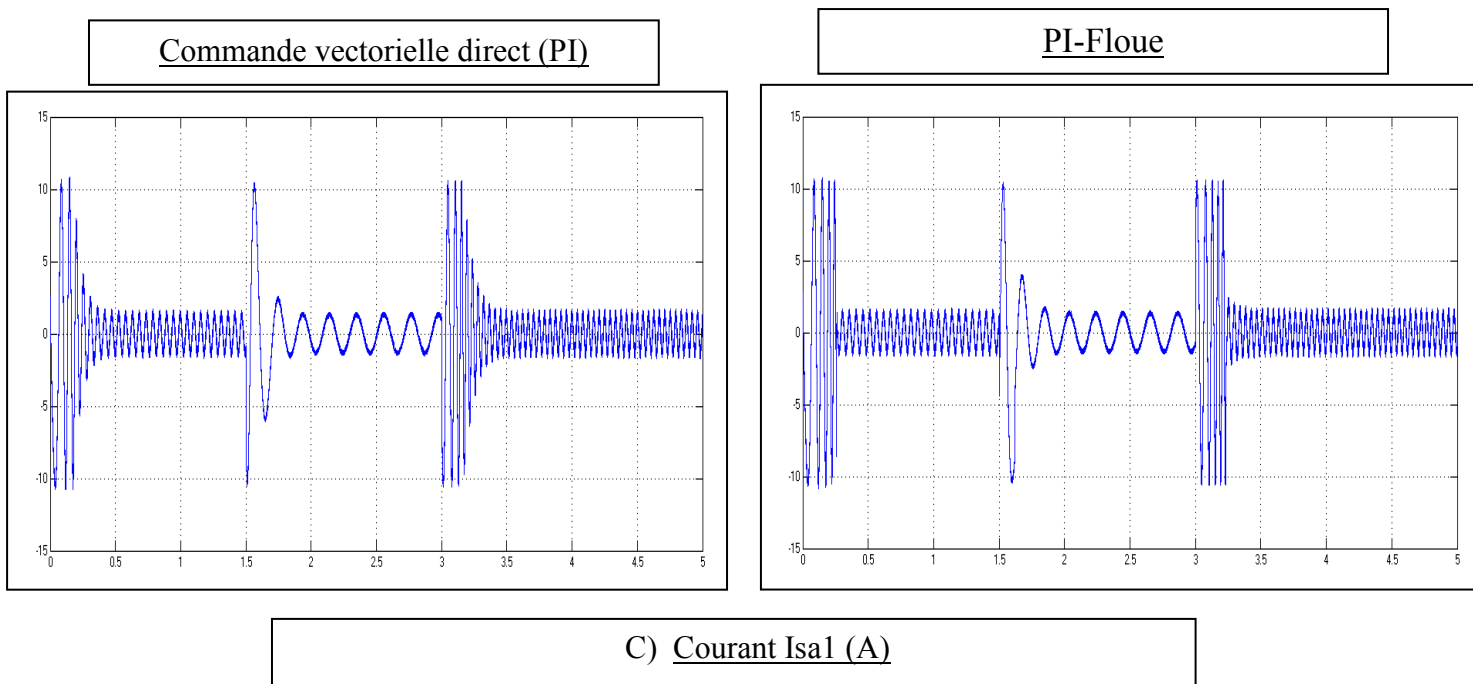
Commande vectorielle direct (PI)



PI-Floue



B) Couple électromagnétique  $C_{em}$  (Wb)



C) Courant Is1 (A)

**Figure (3.16):** Etude comparative entre la commande PI et PI-Floue sur le régulateur de vitesse, suivi d'imposer des vitesses de référence 120,30 et 200 rad/s respectivement entre les intervalles de temps  $t = [0, 2]$ ,  $[2, 3]$  et  $[3, 5]$  Second Avec un couple de charge ( $C_r=12N.m$ ).

**Interprétations des résultats**

On conclut, que la réponse de vitesse obtenue avec la Commande vectorielle direct (PI) est acceptable. En revanche, les réponses avec la commande PI-Floue sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de la charge par rapport à l'autre technique. Les résultats obtenus dans la figure (3.16) confirme la supériorité des réponses réaliser par un régulateur floue par rapport à l'autre de PI classique soit pour la rapidité ou bien la précision.

Type de commande	Commande vectorielle direct (PI)	Commande PI-Floue
Rapidité	Rapide	Plus rapide
Dépassement (couple)	Acceptable	Acceptable
Poursuite de vitesse	Erreur nulle	Erreur nulle
Découplage	Parfait	Parfait
Fonctionnement aux faibles vitesses	Bon	Bon

Tableau (III.3): Etude comparative des deux commandes (Commande vectorielle direct (PI) et Commande PI-Floue)

Pour tester la robustesse de la commande PI-Floue, on a consacré ce chapitre à une étude comparative avec la commande classique PI. Les résultats obtenus montrent clairement que les

hautes performances sont obtenues avec la commande PI-Floue dans les différents modes de marche, à vide ou en charge, et leurs de variation de la vitesse, du couple de charge .Ce type de commande (PI-Floue) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

### **III.12 CONCLUSION**

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 adonné 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 obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation non paramétrique (variation de vitesse, couple résistant).

*Conclusion*

*Générale*

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire, fait la synthèse de la commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension, d'où on a choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode directe et la commande par logique floue.

Au premier temps, une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients ont été présentés. Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième point a été consacré à la modélisation de cette dernière, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI, Les résultats de simulations obtenus montrent bien que le flux et le couple de cette machine sont fortement couplés. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique où il existe deux méthodes, directe et indirecte. Dans notre travail on a appliqué la commande vectorielle directe avec un régulateur PI. Cette commande avec le régulateur PI offrant des performances acceptables, néanmoins, il reste sensible à la variation de couple résistant et de vitesse de référence.

Le deuxième chapitre est dédié à la commande vectorielle directe de la Machine Asynchrone Double Etoile dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Les résultats obtenus montrent sa robustesse vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge. Cependant. Le troisième chapitre, concerne commande floue avec sa possibilité de contrôle de MASDE sans nécessité de leur modélisation complète, et puis on a présenté le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que, 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 obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis, dans le domaine des grandes puissances, la MASDE est la machine multiphasées la plus courante, sans doute pour des raisons telles que:

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance.
- Améliorer les performances des machines alimentées par des onduleurs multi niveaux.
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régime dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).

Comme perspectives à ce travail, il convient de proposer :

- L'utilisation des onduleurs multi niveaux ;
- L'application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande DTC, la commande adaptative, mode glissement,... ;
- Les combinaisons des différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptatif glissant,...,
- L'étude de cette machine comme génératrice dans un système éolien

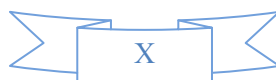
## Annexe

### *Annexe A :*

### *Paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE)*

Les paramètres de la MASDE utilisés sont [5]:

<b>Puissance nominale</b>	<b><math>P_n = 4,5 \text{ kW}</math></b>
<b>Tension nominale</b>	<b><math>V_n = 220/380 \text{ V}</math></b>
<b>Courant nominal</b>	<b><math>I_n = 6,5 \text{ A}</math></b>
<b>Résistance du premier enroulement statorique</b>	<b><math>R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega</math></b>
<b>Résistance du deuxième enroulement statorique</b>	<b><math>R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega</math></b>
<b>Résistance rotorique</b>	<b><math>R_r = 2,12 \text{ } \Omega</math></b>
<b>Inductance du premier enroulement statorique</b>	<b><math>L_{s1} = 0,022 \text{ H}</math></b>
<b>Inductance du deuxième enroulement statorique</b>	<b><math>L_{s2} = 0,022 \text{ H}</math></b>
<b>Inductance rotorique</b>	<b><math>L_r = 0,006 \text{ H}</math></b>
<b>Inductance mutuelle</b>	<b><math>L_m = 0,3672</math></b>
<b>Moment d'inertie</b>	<b><math>J = 0,0625 \text{ kg. m}^2</math></b>
<b>Coefficient de frottement</b>	<b><math>K_f = 0,001 \text{ N. ms/rd}</math></b>
<b>Fréquence nominale</b>	<b><math>f = 50 \text{ Hz}</math></b>
<b>Nombre de paires de pôles</b>	<b><math>p = 1</math></b>
<b>Angle de décalage</b>	<b><math>\alpha = 30 \text{ Degrés}</math></b>



## ***Annexe B :***

### ***Les Gain du régulateur de vitesse***

<b>Valeur numérique du paramètre</b>	<b>Signification</b>	<b>Unité</b>
<b>Ki=0.08</b>	Coefficient d'intégration	Sans unite
<b>Kp=64</b>	Coefficient de proportionalitie	Sans unite
<b>Ke=0.007</b>	Gain flou	Sans unite
<b>Kde=0.0009</b>	Gain floue	Sans unite

### ***Les Gain du régulateur des courants statoriques***

<b>Valeur numérique du paramètre</b>	<b>Signification</b>	<b>Unité</b>
<b>Ki=2.5</b>	Coefficient d'intégration	Sans unite
<b>Kp=300</b>	Coefficient de proportionalitie	Sans unite

## Références bibliographiques :

- [1] : **D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug**, “ Stady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors ”, 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [2] : **B.hemici & M.O.Mahmoudi**, “ Méthodologie de Commande de la Machine Asynchrone Incluant la Logique Floue ”, mémoire d’ingénieur, ENP, 1997.
- [3]: **A.Kalantari**, M. Mirsalim, H.Rastegar, “ Adjustable speed drive based on fuzzy logic for a dual three-phase induction machine ”, Electrimacs, pp 18-21, 2002.
- [4]: **Berber Dalila**, “ Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC ”, mémoire de magistère, ENP, 2004.
- [5]: **D. Hellali Lallouani**, «Commande Directe Du Couple Basée Sur La Logique Floue Type-2 D'une Machine Asynchrone Double Etoile», thèse de doctorat l'université de Mohamed Boudiaf - M'sila,2020.
- [6]: **RADJELI Hamoud**, Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation, Université Ferhat Abbas – mémoire de magistère Sétif-1, 2014.
- [7]: **Mr Laid.KHETTACHE**,(Etude et modélisation des Machines électriques double étoile) Université, Kasdi Merbah Ouargla , 2013
- [8]: **D. Roger**, «la machine asynchrone double étoile régimes transitoires alimentation a fréquence variable.», thèse de doctorat l'université des sciences et technologies de Lille, 1993
- [9]: **D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug**, “ Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings ”, EPE-PEMC2000, Kosice.
- [10]: **J. Louis**, Commande rapproches des convertisseurs statique ,1. Lavoisier 2009.
- [11]: **S. Fernandez**, Comparaison des performances électriques d’un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau, Thèse de doctorat, Université Lille 1, Nord de France, 2013.
- [12]: **C. Krishna, P. Sree**, Analysis, Simulation &Comparison of Various Multilevel Inverters Using Different PWM Strategies, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 9, no. 2, PP 54-65, 2014.
- [13]: **F. Brichant**, Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles, Editions Dunod, Bordas, Paris, 1982.
- [14]: **E. Manmasson**, « Commande rapprochée de convertisseur statique », 1 : lavoisier, 2009.
- [15]: **C. Canudas**, «Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Hermes Science Europe Ltd, 2000.

- [16]: **B. Robyns**, «Commande vectorielle de la machine électrique asynchrone», éditions techniques, Paris, 2007.
- [17]: **T. Lipo**, «Ad-q Model for six phase induction machines. », Proc.ICEM'80, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [18]: **E.MERABET**, A.BELAYALI, Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2005.
- [19]: Hocine AMIMEUR, Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Université de Batna, 2008.
- [20]: **R. Husson**, «Méthode de commande des machines électrique», Lavoisier 2003.
- [21]: **G.A.Capolino** « Commande numérique vectorielle des machines a courant alternatif alimentées en courant », RGE N°5 /92, Mai 1992.
- %%%
- [22]: **D .Ould abdeslam**, “Techniques neuro mimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension
- [23]: **T .Laamayad** ,« Fuzzy Speed Control of a Dual Star Induction Machine »,10<sup>eme</sup>Conférence sur le génie électrique polytechnique Militaire,2017
- [24]: **M.C.MADAOU**I, Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, février 2007.
- [25], **Y. Elbia**, " Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de magister en électrotechnique, option commande électrique. Université de, Batna, 2009.
- [26]: **T.M. Guerra et L. Vermeiren**, “ proposition de lois de commande pour la stabilisation des modèles flous », LFA, lyon Cépaduès-Editions, 1997.
- [27]: **A. CHAIBA**, commande de la machine asynchrone double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat, Université de Batna , Juillet 2010.
- [28]: **K.NABTI**, Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue, mémoire de magister de l'université Mentouri de Constantine, Algérie, Juillet 2006.



## Résumé :

Ce mémoire présente une étude de la commande floue d'une machine asynchrone double étoile par flux rotorique orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux onduleurs, l'une reliée au 1er stator au 2ème stator.

Après avoir présenté la modélisation de la machine, nous avons abordé la commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur PI classique et à l'impact de son remplacement par d'autres régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle tels que les régulateurs flou, les quel surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles pour l'amélioration des performances de la commande proposée. Les résultats de simulations par Matlab et les tests de robustesse seront présentés.

**Mots Clés :** MASDE, Onduleur de tension triphasé, CV, PI, Régulateur flou, Robustesse

## ملخص

تهدف هذه المذكرة إلي عرض دراسة تحكم بواسطة معدل للسرعة يعتمد علي تقنية المنطق الغامض-في الماكنة الكهربائية اللامتزامنة ثنائية النجمة. و يتكون نظام التغذية لهذه الآلة من موجين أحدهما يغذي الجزء الساكن الأول و الآخر يغذي الجزء الساكن الثاني.

بعد ما قدمنا نبذة حول الماكنة اللامتزامنة ثنائية النجمة وطرق استعمالها كمحرك. قمنا بإيجاد الصيغة الرياضية للمكانة وذلك لتسهيل تطبيق التحكم الإشعاعي بواسطة توجيه تدفق الدوار الذي يرتكز أساسا علي معدل تناسبي و تكاملي بمبدأ كلاسيكي, و بعد استعمال هذا الأخير لاحظنا عدم كفاءتها في المجال الديناميكي المؤقت و كذا في حالات تغيرات وسائط الماكنة. و لذلك لجأنا ألي استخدام طرق أخرى تعتمد علي تقنيات الذكاء الصناعي و نذكر منها المنطق الغامض. هذه التقنيات الأخيرة جلبت تحسينات كبيرة و معتبرة في التحكم في هذه الماكينة وقد عرضنا النتائج المحاكاتي المفصلة لكل تقنية لمقارنتها بالتقنيات الأخرى.

**كلمات مفتاحية :** ماكنة لا متزامنة ثنائية النجمة, موج جهد ثلاثي الأطوار, التدفق الدوار, معدل كلاسيكي, معدل ذو المنطق الغامض, متانة