

**UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA**

**Faculté de science Appliquée  
Département de génie électrique**



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine: science et technique

Filière :Génie électrique

Spécialité :Machine électrique et électronique de puissance

Présenté par :

LAGGOUN YOUCEF

LIMANE HOUSSAM EDDINE

*Thème :*

***Commande d'une machine asynchrone  
double étoile par logique floue***

Soutenu publiquement:

Le : 04 /06 /2017

Devant le jury

M<sup>r</sup> : Bouakaz Ouahid      MA(A)    Président      UKM Ouargla

M<sup>r</sup> : Laamayad Tahar      MC(B)    Encadreur / Rapporteur    UKM Ouargla

M<sup>r</sup> : Bourek Yacine      MA(A)    examinateur      UKM Ouargla

**Année Universitaire 2016/2017**

## *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 « **LAAMAYAD Tahar** »*

*Qui a dirigé ce travail, pour tous ses conseils et*

*ses encouragements*

*nous remercions aussi les membres de jury:*

*Mr.O. BOUAKAZ et Mr.Y. BOUREK*

*qui ont accepté d'examiner notre travail.*

*Youcef et Houssam-eddine .*

*Dedicace*

*Le dédié ce modeste travail*

*A ma mère avec toute mon affectation*

*A mon père avec toute ma reconnaissance*

*A mon grand-père et mes grande-mères.*

*A mes frères et mes sœurs*

*A mes oncles et mes tantes*

*A mes cousins et cousines*

*A tous mes amis*

*A tous mes voisins*

*Youcef et Housseem – eddine*

The background of the page is a textured, light-colored paper with a fibrous appearance. Several vibrant red carnations are scattered across the right side and bottom of the page, accompanied by their green buds and dark green, serrated leaves. The overall aesthetic is simple and heartfelt.



# *Sommaire*

**TABLE DES MATIERES**

introduction general		<b>01</b>
<b><u>CHAPITRE I</u></b>		
modélisation de la machine asynchrone double étoile		
<b>I.1</b>	Introduction	<b>03</b>
<b>I.2</b>	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	<b>03</b>
<b>I.2.1</b>	Applications de la Machine asynchrone double étoile	<b>04</b>
<b>I.2.2</b>	Avantages de la MASDE	<b>05</b>
<b>I.2.3</b>	inconvénients de la MASDE	<b>05</b>
<b>I.3</b>	Modélisation de la machine asynchrone double étoile	<b>05</b>
<b>I.3.1</b>	Description	<b>05</b>
<b>I.3.2</b>	Hypothèses simplificatrices	<b>06</b>
<b>I.3.3</b>	Modèle naturel de la MASDE	<b>06</b>
<b>I.3.4</b>	Equations des tensions	<b>07</b>
<b>I.3.5</b>	Equations des flux	<b>07</b>
<b>I.3.6</b>	Equation mécanique	<b>09</b>
<b>I.3.7</b>	Couple électromagnétique	<b>10</b>
<b>I.3.8</b>	Modèle de Park	<b>10</b>
<b>I.3.9</b>	Application de la transformation de Park à la MASDE	<b>12</b>
<b>I.3.9.1</b>	Equations des tensions	<b>12</b>
<b>I.3.9.2</b>	Equations des flux	<b>13</b>
<b>I.3.9.3</b>	Equation mécanique	<b>14</b>
<b>I.3.10</b>	Choix du Référentiel	<b>16</b>
<b>I.3.10.1</b>	Référentiel lié au stator	<b>16</b>

## Table des Matières

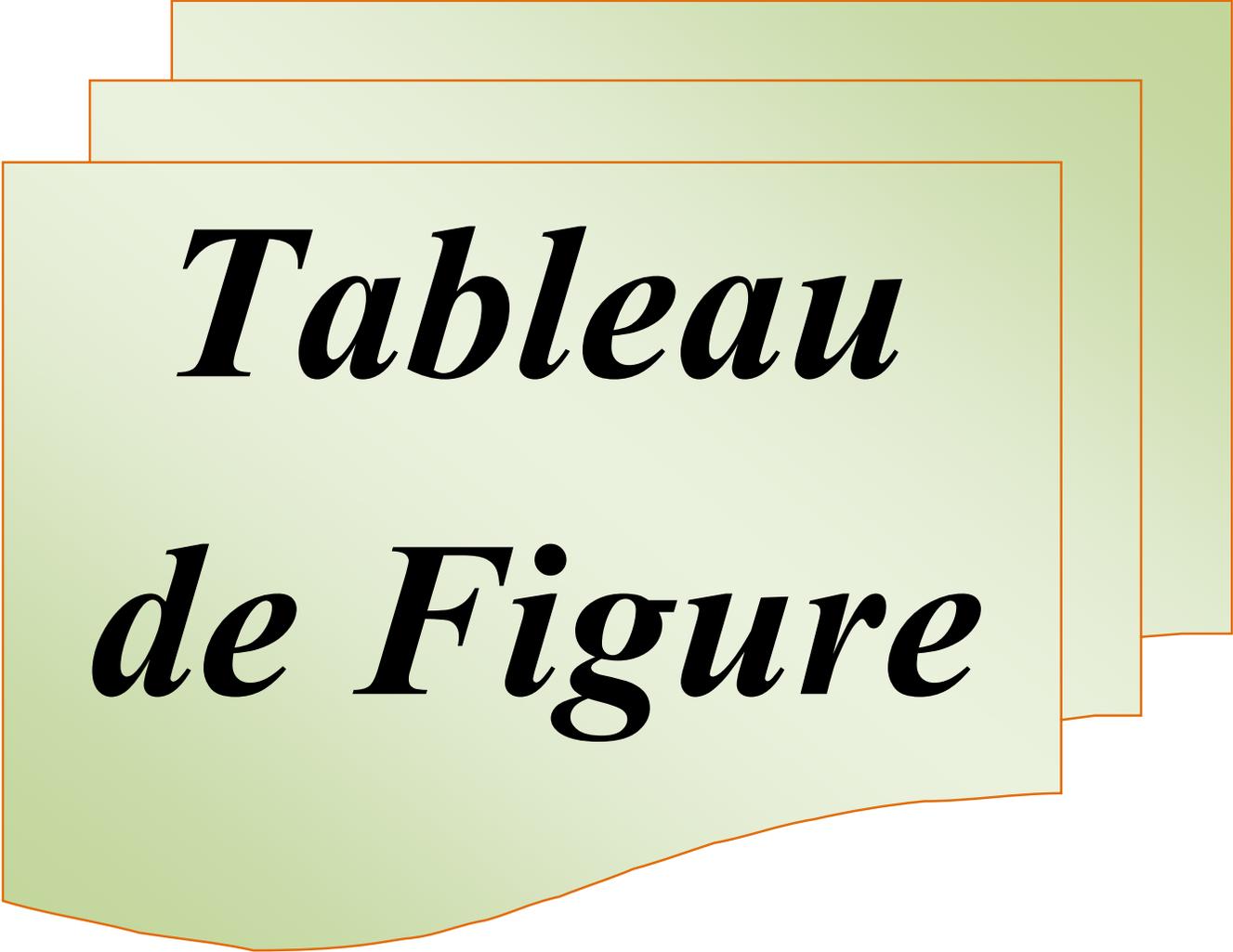
<b>I.3.10.2</b>	Référentiel lié au rotor	<b>16</b>
<b>I.3.10.3</b>	Référentiel lié au champ tournant	<b>17</b>
<b>I.3.11</b>	Modèle de la Machine	<b>17</b>
<b>I.3.11.1</b>	Mise sous forme d'équation d'état	<b>17</b>
<b>I.3.12</b>	interprétations des résultats	<b>24</b>
<b>I.4</b>	Modélisation de l'onduleur.	<b>24</b>
<b>I.4.1</b>	Commande par modulation sinus-triangle	<b>26</b>
<b>I.4.2</b>	Association de la MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I	<b>28</b>
<b>I.4.3</b>	Simulation et interprétation des résultats	<b>29</b>
<b>I.5</b>	Conclusion	<b>32</b>
<b><u>CHAPITRE II</u></b>		
Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile		
<b>II.1</b>	Introduction	<b>33</b>
<b>II.2</b>	Principe de la commande vectorielle	<b>33</b>
<b>II.2.1</b>	Choix d'orientation du flux	<b>35</b>
<b>II.2.2</b>	Différentes méthodes de la commande vectorielle	<b>35</b>
<b>II.2.2.1</b>	Méthode directe	<b>35</b>
<b>II.2.2.2</b>	Méthode indirecte	<b>36</b>
<b>II.2.3</b>	Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	<b>36</b>
<b>II.2.3.1</b>	Synthèse des régulateurs PI	<b>39</b>
<b>II.2.3.2</b>	Réglage de vitesse de la MASDE à flux rotorique orienté par un PI classique	<b>41</b>
<b>II.2.3.3</b>	Défluxage	<b>42</b>

## Table des Matières

<b>II.2.4</b>	Identification des paramètres du régulateur de vitesse:	<b>43</b>
<b>II.2.5</b>	Résultats de simulation	<b>44</b>
<b>II.2.5.1</b>	introduction d'un couple de charge	<b>44</b>
<b>II.2.5.2.</b>	inversion de sens de rotation	<b>45</b>
<b>II.2.5.3.</b>	Teste de la robustesse	<b>46</b>
<b>II.2.5.3.1</b>	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	<b>46</b>
<b>II.2.5.3.2</b>	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	<b>47</b>
<b>II.6</b>	Conclusion	<b>49</b>
<b><u>CHAPITRE III</u></b>		
Commande machine asynchrone double étoile par logique flou		
<b>III.1</b>	Introduction	<b>50</b>
<b>III.2</b>	Historique De La Logique Floue	<b>50</b>
<b>III.3</b>	Domaine D'application	<b>51</b>
<b>III.4</b>	Principe De La Logique Floue	<b>51</b>
<b>III.5</b>	Eléments De Base De La Logique Floue	<b>51</b>
<b>III.5.1</b>	Variables linguistiques et ensembles flous	<b>51</b>
<b>III.5.2</b>	Fonctions d'appartenance	<b>52</b>
<b>III.5.3</b>	Operateurs de la logique floue	<b>54</b>
<b>III.6</b>	Commande Par Logique Floue	<b>54</b>
<b>III.6.1.1</b>	interface de fuzzification	<b>55</b>
<b>III.6.1.2</b>	Base de règles	<b>55</b>
<b>III.6.1.3</b>	mécanisme d'Inférence floue	<b>56</b>
<b>III.6.1.4</b>	interface de défuzzification	<b>57</b>

## Table des Matières

<b>III.7</b>	Avantages Et Inconvénients De La Commande Par La Logique Floue	<b>57</b>
<b>III.8</b>	Commande Floue De La Vitesse D'une MADE A Flux rotorique Orienté	<b>58</b>
<b>III.8.1</b>	Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	<b>58</b>
<b>III.8.1.1</b>	Fuzzification	<b>59</b>
<b>III.8.1.2</b>	Base des règles	<b>60</b>
<b>III.8.1.3</b>	Mécanisme d'inférence	<b>61</b>
<b>III.8.1.4</b>	Défuzzification	<b>61</b>
<b>III.8.2</b>	Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse	<b>62</b>
<b>III.8.3</b>	Réglage de vitesse de la MADE par un contrôleur flou	<b>62</b>
<b>III.9</b>	Simulation et interprétation des résultats	<b>63</b>
<b>III.9.1</b>	Application de couple de charge	<b>63</b>
<b>III.9.2</b>	Changement de consigne et inversion de sens de rotation	<b>64</b>
<b>III.9.3.1</b>	Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique	<b>65</b>
<b>III.9.3.2</b>	Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie	<b>66</b>
<b>III.10</b>	Conclusion	<b>68</b>
conclusion générale		<b>69</b>
références bibliographiques		
Annexe		



*Tableau  
de Figure*

## TABLE DE FIGURES :

Figure	Titre	page
<b>CHAPTER I</b>		
<b>Figure(I.1):</b>	Modes de fonctionnement suivant le glissement	<b>04</b>
<b>Figure(I.2):</b>	Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases	<b>04</b>
<b>Figure(I.3):</b>	Représentation schématique des enroulements de la MASDE	<b>06</b>
<b>Figure(I.4):</b>	Transformation de Park	<b>11</b>
<b>Figure(I.5):</b>	Représentation des axes en transformation de Park	<b>13</b>
<b>Figure(I.6.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>23</b>
<b>Figure(I.6.b):</b>	Réponse des composantes les courants ( $i_{as1}$ , $i_{bs1}$ )	<b>23</b>
<b>Figure(I.6.c):</b>	Réponse des composantes les courants ( $i_{ds1}$ , $i_{qs2}$ )	<b>23</b>
<b>Figure(I.6.d):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature.	<b>24</b>
<b>Figure(I.7):</b>	Onduleur triphasé	<b>25</b>
<b>Figure(I.8):</b>	Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle	<b>28</b>
<b>Figure(I.9):</b>	Association MASDE-onduleurs de tension `a commande M.L.I	<b>29</b>
<b>Figure(I.10.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.	<b>30</b>
<b>Figure(I.10.b):</b>	Réponse des composantes les courants ( $i_{ds1}$ , $i_{qs1}$ )	<b>30</b>
<b>Figure(I.10.c):</b>	Réponse des composantes les courants( $i_{ds2}$ , $i_{qs2}$ )	<b>30</b>
<b>Figure(I.10.d):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature.	<b>31</b>
<b>Figure(I.10.e):</b>	Réponse des composantes les courants ( $i_{as1}$ , $i_{bs1}$ )	<b>31</b>
<b>CHAPTER II</b>		
<b>Figure(II.1):</b>	Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée.	<b>34</b>
<b>Figure(II.2):</b>	Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté (FOC)	<b>36</b>
<b>Figure(II.3):</b>	Schéma de régulation des courants	<b>39</b>

<b>Figure(II.4):</b>	Bloc de découplage en tension (FOC).	<b>40</b>
<b>Figure(II.5):</b>	Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADE à flux rotorique orienté.	<b>41</b>
<b>Figure(II.6):</b>	Le bloc de défluxage	<b>42</b>
<b>Figure(II.7):</b>	Boucle de régulation de vitesse	<b>43</b>
<b>Figure(II.8.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>45</b>
<b>Figure(II.8.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature	<b>45</b>
<b>Figure(II.8.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>45</b>
<b>Figure(II.09.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>46</b>
<b>Figure(II.09.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature	<b>46</b>
<b>Figure(II.09.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>47</b>
<b>Figure(II.10.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>47</b>
<b>Figure(II.10.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature	<b>48</b>
<b>Figure(II.10.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>48</b>
<b>Figure(II.11.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>49</b>
<b>Figure(II.11.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature .	<b>49</b>
<b>Figure(II.11.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>49</b>
<b>CHAPTER III</b>		
<b>Figure(III.1):</b>	Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble floue.	<b>53</b>
<b>Figure(III.2):</b>	Différentes formes des fonctions d'appartenance.	<b>54</b>
<b>Figure(III.3):</b>	Fonction d'appartenance singleton.	<b>54</b>
<b>Figure(III.4):</b>	Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.	<b>56</b>
<b>Figure(III.5):</b>	Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse	<b>59</b>
<b>Figure(III.6):</b>	Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.	<b>61</b>

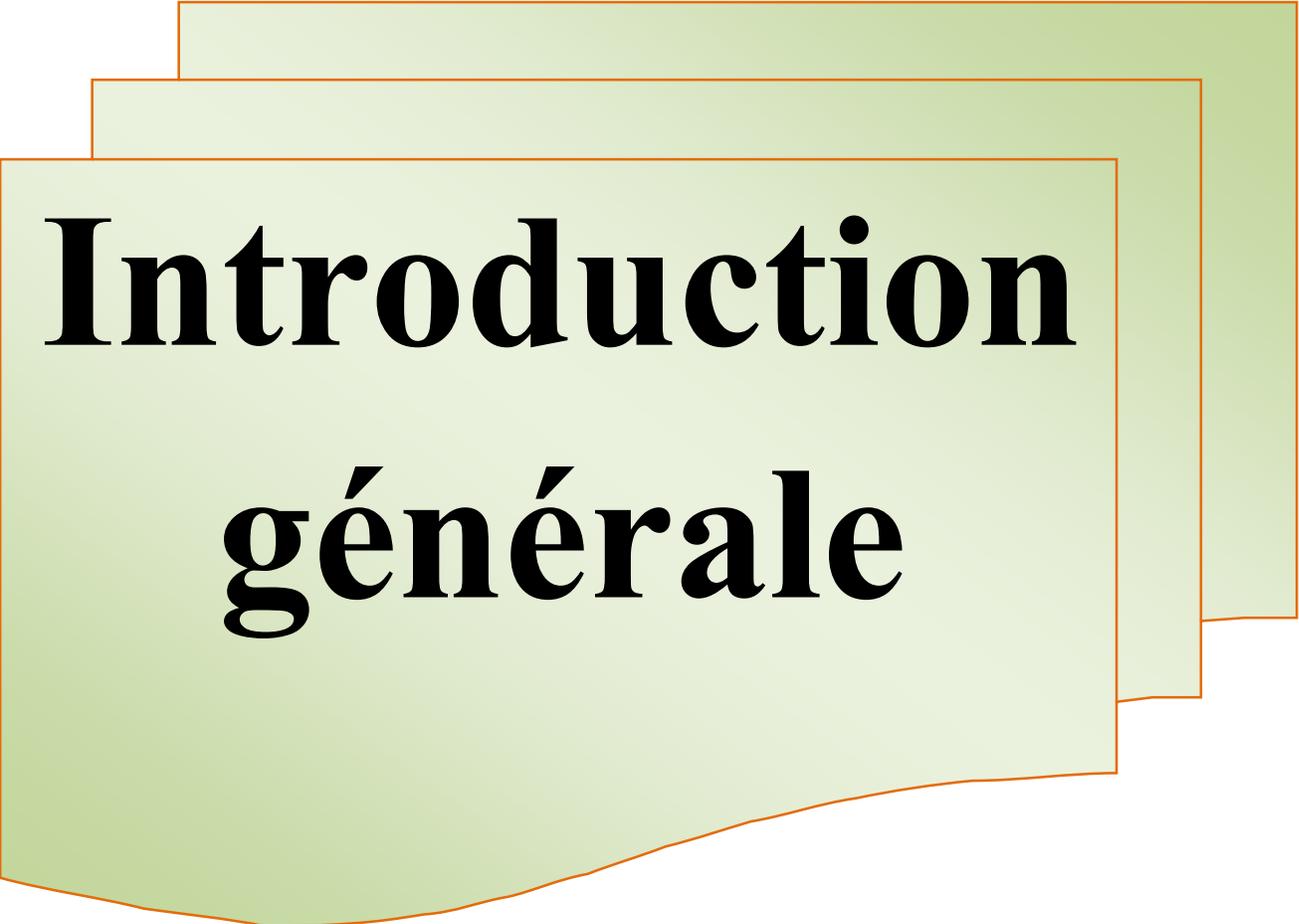
<b>Figure(III.7):</b>	Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.	<b>64</b>
<b>Figure(III.8.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>65</b>
<b>Figure(III.8.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct $\varphi_{dr}$ et en quadrature $\varphi_{qr}$ .	<b>65</b>
<b>Figure(III.8.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>65</b>
<b>Figure(III.9.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.	<b>66</b>
<b>Figure(III.9.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct $\varphi_{dr}$ et en quadrature $\varphi_{qr}$ .	<b>66</b>
<b>Figure(III.9.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>66</b>
<b>Figure(III.10.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>67</b>
<b>Figure(III.10.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct $\varphi_{dr}$ et en quadrature $\varphi_{qr}$ .	<b>67</b>
<b>Figure(III.10.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>67</b>
<b>Figure(III.11.a):</b>	Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique	<b>68</b>
<b>Figure(III.11.b):</b>	Les composantes des flux rotoriques direct $\varphi_{dr}$ et en quadrature $\varphi_{qr}$ .	<b>68</b>
<b>Figure(III.11.c):</b>	Les composantes des courants direct $i_{ds1}$ et en quadrature $i_{qs1}$ .	<b>68</b>

Symbole	Signification	Unité
$f_s$	Respectivement les fréquences statorique et rotorique	Hz
$V_s$	Tension appliquée au stator	V
$V_r$	Tension appliquée au rotor	V
$\theta_s, \theta_r$	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport a l'axe	Rad
$R_s$	Resistance d'une phase statorique	$\Omega$
$R_r$	Resistance d'une phase rotorique	$\Omega$
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique	H
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique	H
$M$	Inductance cyclique mutuelle	H
$C_{em}$	Couple électromagnétique de la machine	N.m
$C_r$	Couple résistant	N.m
$J$	Inertie	$Kg.m^2$
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/Rad
$\Omega_s$	Vitesse synchrone	Rad/s
$P$	Nombre de paire de pole de la MAD	Sans unité
$G$	Glissement	Sans unité
$\Omega_r$	Vitesse mécanique	Rad/s
$\Omega_{ref}$	Vitesse de référence	Rad/s
$\varphi_{ref}$	Flux de référence	Wb
$(d,q)$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant	Sans unité
$I_{ds}, I_{qs}$	Courant statorique selon l'axe d,q	A
$I_{dr}, I_{qr}$	Courant rotorique selon l'axe d,q	A
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Flux statorique selon l'axe d,q	Wb
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotorique selon l'axe d,q	Wb
$V_{ds}, V_{qs}$	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchrone	V
$V_{dr}, V_{qr}$	Composantes de la tension rotorique dans le référentiel synchrone	V
$T_s$	Constante de temps statorique	Sans unité
$T_r$	Constante de temps rotorique	Sans unité
$\varepsilon$	Coefficient de fuite total	Sans unité

<b>A, B, C</b>	Trois phases du stator a, b, c Trois phase de rotor	Sans unité
$L_{ss}$	Matrice d'inductances statorique	H
$L_{rr}$	Matrice des inductances rotorique	H
$M_{sr}$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor	Sans unité
$X_A, X_B, X_C$	Axes triphasés réels Axes	Sans unité
<b>U, V</b>	biphasés de Park	V
$X_0$	Composante homopolaire	Sans unité
<b>P(<math>\theta</math>)</b>	Matrice de transformation de Park	Sans unité
$\theta_s$	Angle de positionnement des axes (U, V) par rapport aux axes (XA, XB, XC)	Rad
<b>P.I</b>	régulateur proportionnel – intégral	Sans unité
$U_0$	Tension continue	V
<b>P(<math>\theta</math>)<sup>-1</sup></b>	Matrice de transformation de Park inverse	Sans unité
$K_i, K_p$	Gains du régulateur PI classique	Sans unité
$\Delta_{is}, \Delta_{ir}$	Bandes d'hystérésis rotorique et statorique respectivement	A
<b>e, de</b>	Erreur de vitesse et sa variation	Sans unité
<b>A, B</b>	Ensembles flous	Sans unité
$C_r$	Couple de charge	N.m
<b>P</b>	Opérateur dérivé de Laplace	Sans unité

**LISTE DES ABREVIATIONS :**

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
<b>MADE</b>	Machine asynchrone double étoile
<b>FOC</b>	Commande à flux orienté
<b>Fmm</b>	Force magnétomotrice
<b>Fem</b>	Force électromotrice
<b>Park<sup>-1</sup></b>	Transformation de Park inverse
<b>PI</b>	Proportionnel Intégral



# **Introduction générale**

### Introduction générale

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MADE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance etc.

Ces machines multiphasées constituent un potentiel évident en raison de leur fiabilité et de leur possibilité de fonctionnement en marche dégradée. Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé .

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de la commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ce ci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances.

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand.

La commande vectorielle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont les PI. Ils présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Néanmoins, ils ont une robustesse médiocre vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

## Introduction générale

---

Les régulateurs ou les commandes basées sur logique floue ont l'aptitude de remplacer les régulateurs PI, car ils sont des régulateurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain .La présente étude a pour modéliser, d'alimenter et de réguler la vitesse de la machine asynchrone double étoile a cage d'écureuil par les techniques de commande classiques ainsi que par logique floue .

L'objectif de notre travail est amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double étoile par logique flou.

Notre mémoire est composé de trois chapitres :

Le premier chapitre, il est consacré au le modèle de la machine asynchrone à double étoile. 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 MADE analogue à celui de la machine à courant continu.

Dans le troisième chapitre, nous exposons les bases historiques de la logique floue et de réseaux de neurones. La combinaison de la logique floue et de réseaux de neurones donne des systèmes logique-flous. Ces derniers permettent donc d'exploiter les capacités des réseaux de neurones d'une part et les capacités de raisonnement de la logique floue d'autre part Nous allons proposer la méthodologie pour la réalisation d'un régulateur de vitesse à basé sur logique-floue.

Enfinement une conclusion générale qui clôturera notre travail.



Modélisation et  
simulation  
d'une MASDE

## I.1 Introduction

Ce chapitre permettra d'une part de présenter le principe de fonctionnement la machine asynchrone double étoile (MASDE), leurs applications, ses avantages et ses inconvénients et d'autre part de modéliser de la machine électrique qui est basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées. Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés [1].

## I.2- Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle  $\alpha=30^\circ$ ). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « $f_s$ » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme .Elle défini comme suite , [3].

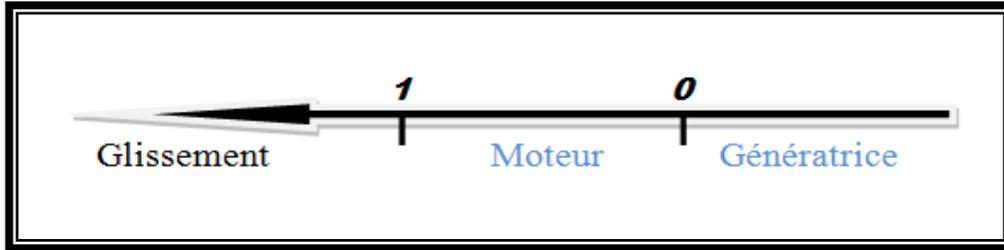
$$\omega_s = \frac{f_s}{p} [tr/s] \quad (I. 1)$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ( $\omega_r < \omega_s$ ), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite

vitesse de glissement:  $w_{gl} = w_s - w_r$ . [4]. On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{w_{gl}}{w_s} = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (\text{I. 2})$$

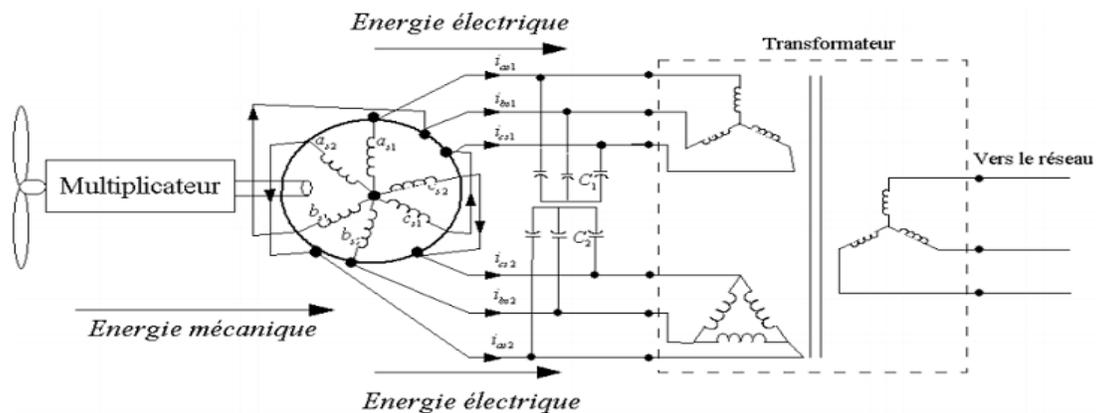
Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement:



**Fig. I-1** : Modes de fonctionnement suivant le glissement, [4].

### I.2.1 Applications de la Machine asynchrone double étoile

La machines asynchrone double étoile (MASDE) est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc [5]. Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne (voir la Fig. I.2) [5]



**Fig. I-2** : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases [3]

### **I.2.2- Avantages de la MASDE**

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [1]

Segmentation de puissance

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

### **I.2.3- inconvénients de la MASDE**

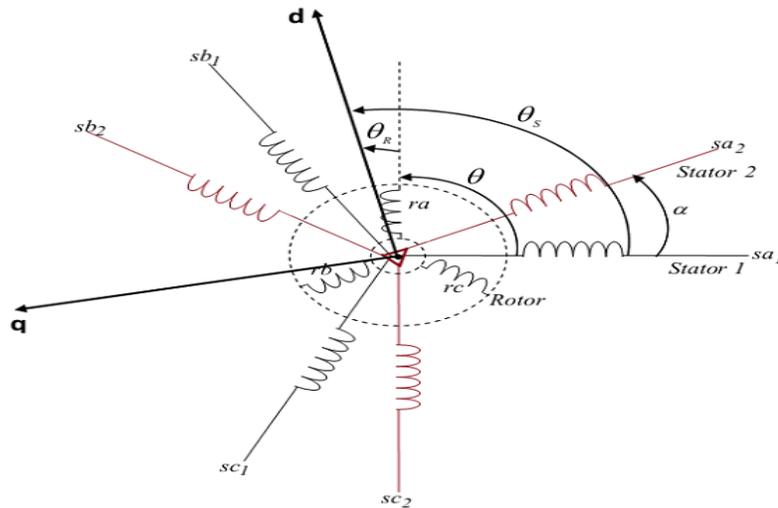
Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que, [1].

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

## **I.3 Modélisation de la machine asynchrone double étoile**

### **I.3.1 Description**

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$  et d'un rotor cage d'écureuil. La Figure.I.3 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles  $\theta_r$  et  $(\theta_r - \alpha)$  représentent respectivement la position du rotor (phase  $a_r$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $a_{s1}$ ) et à l'étoile 2 (phase  $a_{s2}$ ). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2, [3].



**Fig. I-3 :** Représentation schématique des enroulements de la MASDE, [1].

### I.3.2. Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant. [5] ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique [1] ;
- Les résistances ne varient pas avec la température ;
- Effet de peau négligé ;
- La machine est de constitution symétrique.

### I.3.3 Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour, [5]:

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont:

$$\text{Pour l'étoile 1} \quad \left\{ \begin{array}{l} [V_{s1}] = [V_{as1} \ V_{bs1} \ V_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [I_{as1} \ I_{bs1} \ I_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\Phi_{as1} \ \Phi_{bs1} \ \Phi_{cs1}]^T \end{array} \right. \quad (\text{I. 3})$$

$$\text{Pour l'étoile 2} \quad \left\{ \begin{array}{l} [V_{s2}] = [V_{as2} \ V_{bs2} \ V_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [I_{as2} \ I_{bs2} \ I_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\Phi_{as2} \ \Phi_{bs2} \ \Phi_{cs2}]^T \end{array} \right. \quad (\text{I. 4})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^T \end{array} \right. \quad (\text{I. 5})$$

### I.3.4 Equations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes[5]:

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{aligned} \quad (\text{I. 6})$$

### I.3.5 Equations des flux

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes.[5]

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (\text{I. 7})$$

$$[\Phi_{s2}] = [L_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (\text{I. 8})$$

$$[\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [M_{r,r}][I_r] \quad (\text{I. 9})$$

$[R_{s1}]$ ,  $[R_{s2}]$ ,  $[R_r]$  les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement.

$$\begin{aligned} [R_{s1}] &= R_{s1} [ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] &= R_{s2} [ID]_{3 \times 3} \quad (\text{I. 10}) \\ [R_r] &= R_r [ID]_{3 \times 3} \end{aligned}$$

Avec:

- $[ID]_{3 \times 3}$  : la matrice identité d'ordre 3
- $R_{s1}$ : la résistance d'une phase de la 1<sup>ère</sup> étoile
- $R_{s2}$ : la résistance d'une phase de la 2<sup>ème</sup> étoile
- $R_r$ : la résistance d'une phase du rotor

Les sous matrices des inductances dans les équations (I.7), (I.8) et (I.9) sont exprimées comme suit [5]:

$$[L_{s1,s1}] = \begin{pmatrix} L_{s1+L_{ms}} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1+L_{ms}} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1+L_{ms}} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{pmatrix} L_{s2+L_{ms}} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2+L_{ms}} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2+L_{ms}} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 12})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{pmatrix} L_r+L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r+L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r+L_{mr} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 13})$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \quad (\text{I. 14})$$

$$[M_{s1,r}] = L_{ms} \begin{pmatrix} \cos(\theta m) & \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m) & \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m) \end{pmatrix} \quad (\text{I. 15})$$

$$[M_{s2,r}] = L_{ms} \begin{pmatrix} \cos(\theta m - \alpha) & \cos\left((\theta m - \alpha) + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((\theta m - \alpha) + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left((\theta m - \alpha) + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m - \alpha) & \cos\left((\theta m - \alpha) + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left((\theta m - \alpha) + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((\theta m - \alpha) + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta m - \alpha) \end{pmatrix} \quad (\text{I. 16})$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T ; \quad [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T ; \quad [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

- $L_{s1}$ : l'inductance propre de la 1<sup>er</sup> étoile
- $L_{s2}$ : l'inductance propre de la 2<sup>eme</sup> étoile
- $L_r$ : l'inductance propre d'une phase du rotor
- $L_{ms}$ : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
- $L_{mr}$ : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotoriques
- $M_{sr}$ : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor

### I.3.6 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [5]:

$$\frac{d}{dt} \Omega m = \frac{1}{J} (c_{em} - c_{r-} - k_f \Omega m) \quad (\text{I. 17})$$

$$\frac{d}{dt} \theta m = \Omega m \quad (\text{I. 18})$$

Avec :

- $J$  : le moment d'inertie de la machine
- $c_{em}$  : le couple électromagnétique
- $c_r$  : le couple résistant (couple de la charge)
- $k_f$  : le coefficient de frottement

### I.3.7 Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la co-énergie

$$c_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s1,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s1}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I. 19)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes

$[M_{s1,r}]$   $[M_{s2,r}]$   $[M_{r,s1}]$   $[M_{s1,r}]$  et  $[M_{s2,r}]$  dépendent de  $\theta_m$  ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation

$$c_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} \left\{ [M_{s1,r}] [I_r] \right\} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta \theta_m} \left\{ [M_{s2,r}] [I_r] \right\} \quad (I. 20)$$

Les équations (I.4), (I.5), (I.6), (I.7), (I.8), (I.9), (I.17), (I.18) et (I.19), forment le modèle

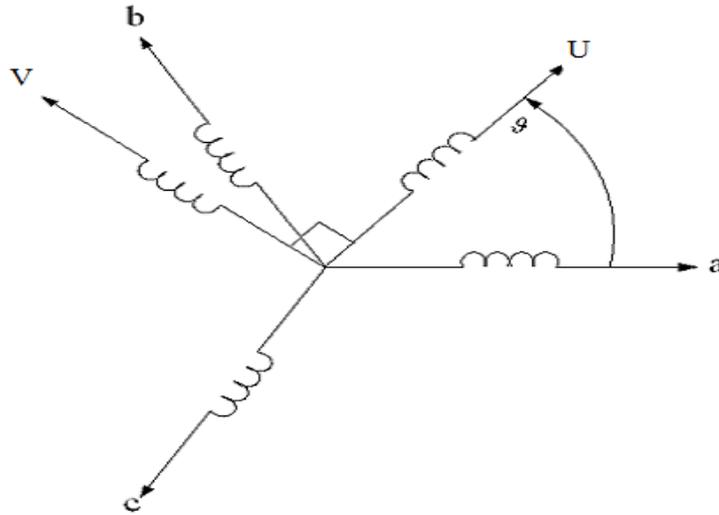
électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

### I.3.8 Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) a un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement. [8]

La composante homopolaire ne participe pas a cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (od, oq). La (Fig. I.4) représente la transformation d'un système triphasé un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (I.19) et pour le passage inverse on utilise (I.19)



**Fig. I- 4** : Transformation de Park

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 21})$$

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 22})$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_q][G_{abc}] \quad (\text{I. 23})$$

$$[G_{abc}] = [A_P]^{-1} [G_{dqo}] \quad (\text{I. 24})$$

Avec :

$[G_{abc}]$  : est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré,  $[G_{dqo}]$  le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé

### I.3.9. Application de la transformation de Park à la MASDE

#### I.3.9.1 Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (I.4) (I.5) et (I.6), on obtient.[3]

➤ Pour l'étoile 1:

$$\begin{pmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{pmatrix} \quad (I.25)$$

➤ Pour l'étoile 2 ;

$$\begin{pmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{a\theta(coor-\alpha)}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{pmatrix} \quad (I.26)$$

➤ Pour le rotor ;

$$\begin{pmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{pmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{pmatrix} \quad (I.27)$$

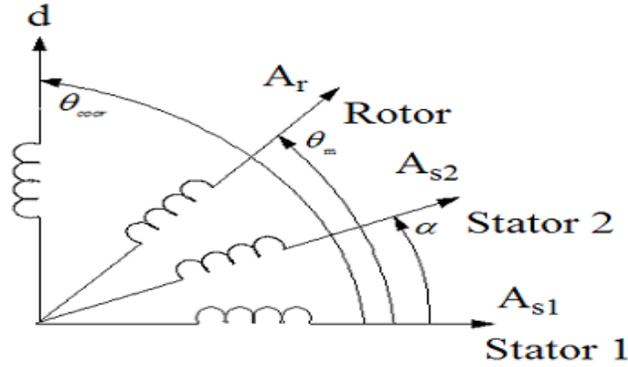
Avec :

$\theta_{coor}$ : l'angle constitué par les axes As1- d

$d\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$ : l'angle constitué par les axes Ar, d (Fig. I.5)

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{coor}$  la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt} = \omega_{rcoor}$  la vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor



**Fig. I-5** : Représentation des axes en transformation de Park

Sous forme d'équations [4]:

$$V_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs1}$$

$$V_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs2}$$

$$V_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds1}$$

$$V_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds2}$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr}$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr}$$

### I.3.9 .2 Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [2]

$$\phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr}$$

$$\phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr}$$

$$\phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr}$$

$$\Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr}$$

$$\Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2}$$

$$\Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2}$$

On a :

$$3/2L_{ms} = 3/2L_{mr} = 3/2M_{sr} = L_m \quad (\text{I.30})$$

➤  $L_{ms}$ : l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor

Le système d'équations (I.30) est réécrit comme suit [9] :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{I.31})$$

Avec :

- $L_{s1} + L_m$ : l'inductance propre cyclique de l'étoile 1
- $L_{s2} + L_m$ : l'inductance propre cyclique de l'étoile 2
- $L_r + L_m$ : l'inductance propre cyclique du rotor

### I.3.9.3 Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.[5]

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.[5]

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (\text{I.32})$$

ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (I.33)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors

$$P_{abs} = V_{ds1}i_{ds1} + V_{qs1}i_{qs1} + V_{ds2}i_{ds2} + V_{qs2}i_{qs2} \quad (I.34)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.35) par leurs expressions dans l'équation (I.30), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante

$$\begin{aligned}
 P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\
 & + \underbrace{\omega_{coor} (\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \quad (I.36) \\
 & + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}}
 \end{aligned}$$

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 universelle

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (I.37)$$

Avec,  $\Omega$  : la vitesse de rotation mécanique du rotor ;  $C_{em}$  le couple électromagnétique développé

On a dans l'expression de la puissance absorbée (I.34) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique

$$P_{em} = \omega_{coor} (\Phi_{ds1} i_{qs1} - \Phi_{qs1} i_{ds1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (I.38)$$

D'après l'équation (I.34) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante:

$$C_{em} = P (\Phi_{ds1} i_{qs1} - \Phi_{qs1} i_{ds1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (I.39)$$

Avec : p est le nombre de paires de pôles de la machine

### I.3.10 Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q)[1].

#### I.3.10.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{coor} = 0$ ). Dans ce cas, la phase  $A_{s1}$  Et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [1].

#### I.3.10.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une Vitesse  $\omega_r$  donc ( $\omega_{coor} = \omega_r$ )

L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [4].

### I.3.10.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ( $\omega_{coor} = \omega_s$ ).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [1].

### I.3.11 Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient [3]

$$\begin{aligned}
 V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\
 V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\
 V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \phi_{ds1} \\
 V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.40}$$

#### I.3.11.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant  $\phi_m$  est la somme des deux flux magnétisants direct  $\phi_{md}$ , et quadratique  $\phi_{mq}$ , d'où [9]:

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{I.41}$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\phi_m = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_r) \tag{I.42}$$

$$\phi_m = L_m (i_{as1} + i_{as2} + i_{ar})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.42) dans le système d'équations (I.31), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{md} \\
 \Phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \Phi_{mq} \\
 \Phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{md} \\
 \Phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \Phi_{mq} \\
 \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \Phi_{md} \\
 \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \Phi_{mq}
 \end{aligned} \tag{I.43}$$

A partir de l'équation (I.43) on tire:

$$\begin{aligned}
 i_{ds1} &= (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) / L_{s1} \\
 i_{qs1} &= (\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) / L_{s1} \\
 i_{ds2} &= (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) / L_{s2} \\
 i_{qs2} &= (\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) / L_{s2} \\
 i_{dr} &= (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) / L_r \\
 i_{qr} &= (\Phi_{qr} - \Phi_{md}) / L_r
 \end{aligned} \tag{I.44}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (I.44) par leur expression dans le système d'équations (I.40), on aura :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} &= V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\
 \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} &= V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\
 \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} &= V_{qs1} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\
 \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} &= V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gt} \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}(\Phi_{qr} - \Phi_{md}) - \omega_{gt} \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.45}$$

Avec :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

A partir de l'équation (1.31), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\Phi_{md} &= L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} &= L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right)\end{aligned}\quad (I.46)$$

Où:

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \quad (I.47)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (I.31) dans (I.37), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (I.48)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (1.29). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned}\Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\quad (I.49)$$

Les courant rotoriques sont [2] :

$$\begin{aligned}i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})]\end{aligned}\quad (I.50)$$

En introduisant  $i_{dr}$   $i_{qr}$  dans l'expression (2.50), on aura[4]:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qr1} + i_{qr2})\Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\Phi_{qr}] \quad (I.51)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (I.52)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants( $\phi_{md}, \phi_{mq}$ ) dans (I.47)et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations[2] :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \phi_{ds1} &= V_{ds1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\
\frac{d}{dt} \phi_{ds2} &= V_{ds2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \quad (I.53) \\
\frac{d}{dt} \phi_{qs1} &= V_{qs1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs2} + \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\
\frac{d}{dt} \phi_{qs2} &= V_{qs2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs1} + \omega_s \phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\
\frac{d}{dt} \phi_{dr} &= V_{dr} - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\
\frac{d}{dt} \phi_{qr} &= V_{qr} - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2}
\end{aligned}$$

En mettant le système d'équations (I.53) sous forme d'équations d'état.[1]

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (I.54)$$

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

$$B = [V_{ds1}, V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}]^T$$

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

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

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.53)$$

- $T_{s1} = \frac{R_{s1}}{L_{s1}}$  : constante de temps statorique de la première étoile ;
- $T_{s2} = \frac{R_{s2}}{L_{s2}}$  : constante de temps statorique de la deuxième étoile ;
- $T_r = \frac{R_r}{L_r}$  : constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [3]:

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

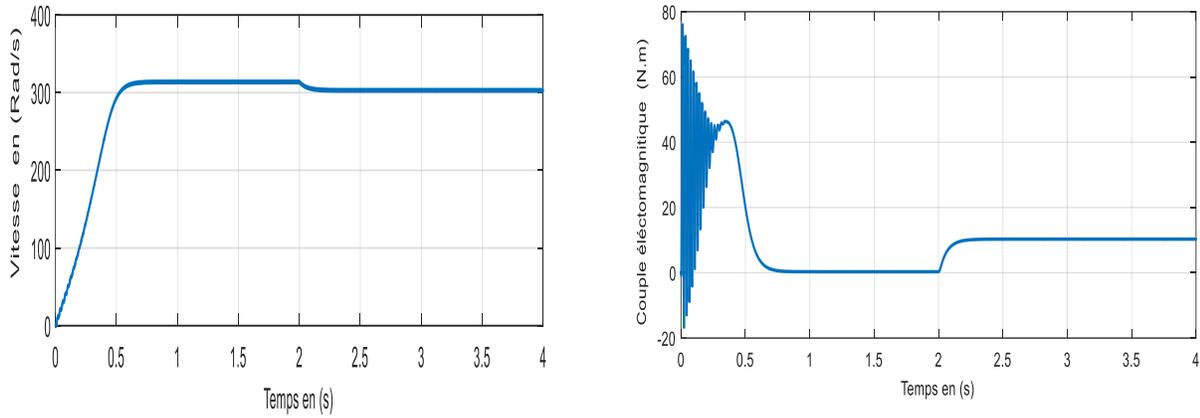
Telle que

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.54) \quad A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

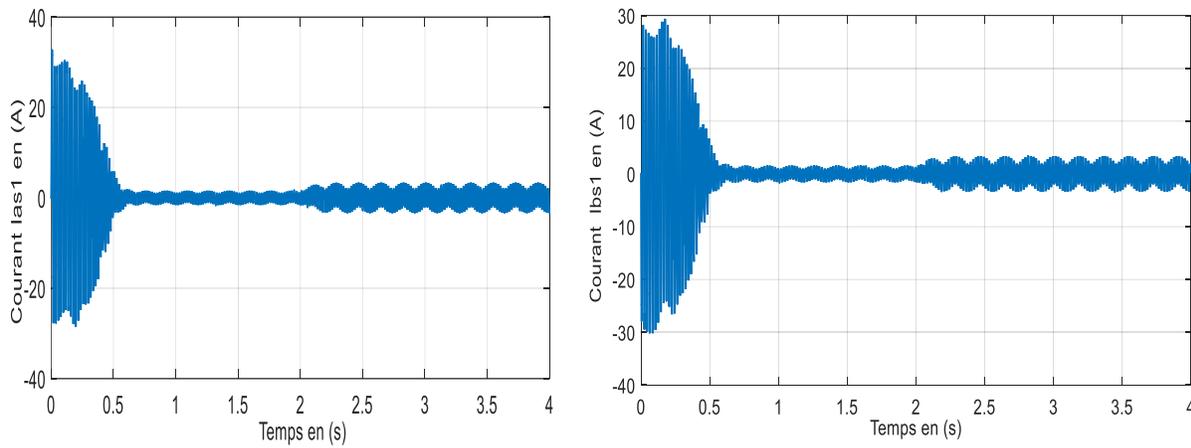
$$A13 = \begin{pmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & \omega_{gl} & \frac{R_sL_a}{L_r^2} - \frac{R_s}{L_r} \end{pmatrix}$$

$$[\phi] = [H][I]$$

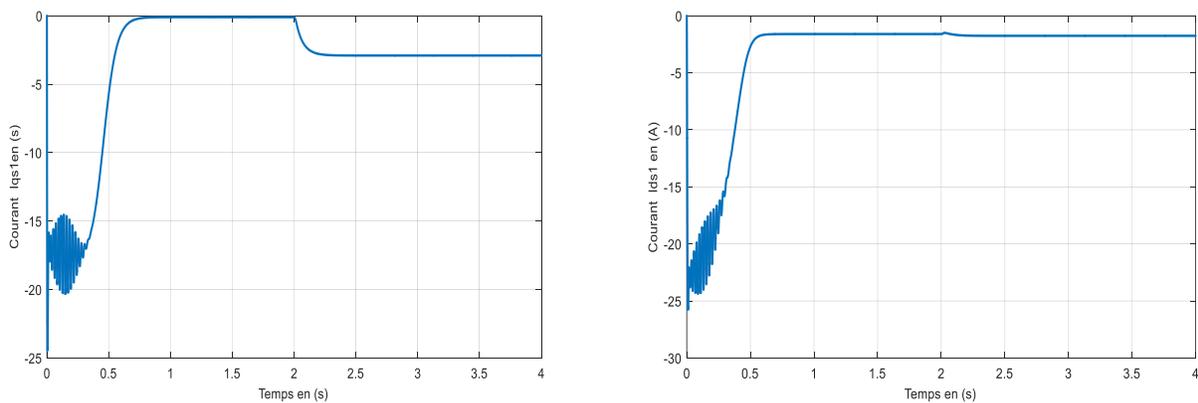
$$H = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{s1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & L_r + L_m & 0 \end{bmatrix} \quad (I. 57)$$



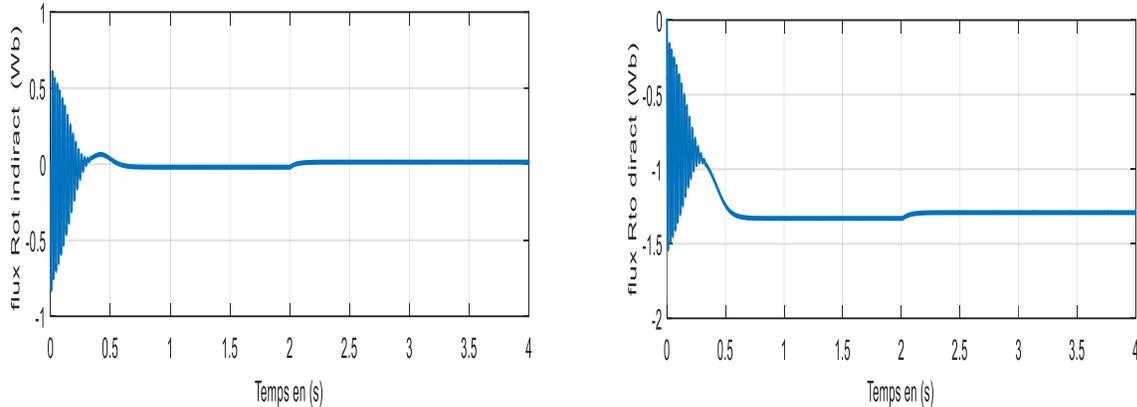
**Figure (I.6.a):** Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



**Figure (I.6.b):** Réponse des composantes les courants ( $i_{as1}$ ,  $i_{bs1}$ ).



**Figure (I.6.c):** Réponse des composantes les courants ( $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ).



**Figure (I.6.d):** Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature.

**Figure (I.6) :** Performances de la machine asynchrone triphasée à double étoile

### I.3.12 interprétations des résultats

la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges  $C_r = 14 \text{ N.m}$  entre l'intervalle de temps  $t = [2, 4] \text{ s}$ . Cette dernière montre que : Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint  $314 \text{ rd/s}$  (très proche de celle du synchronisme) à  $t \approx 0.7 \text{ s}$  (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de  $80 \text{ N.m}$  et présente des oscillations qui disparaissent au bout de  $0.7 \text{ s}$  où il rejoint  $80 \text{ N.m}$ , puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de  $0.15 \text{ N.m}$ , qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation ( $V_{s1} \text{ (V)}$ ) et le courant statorique ( $I_{s1a} \text{ (A)}$ ) sont presque en phase et de même signe. L'application de la charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 2 \text{ s}$ , engendre des augmentations aux niveaux, de la vitesse, des courants statoriques.

### I.4. Modélisation de l'onduleur.

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée

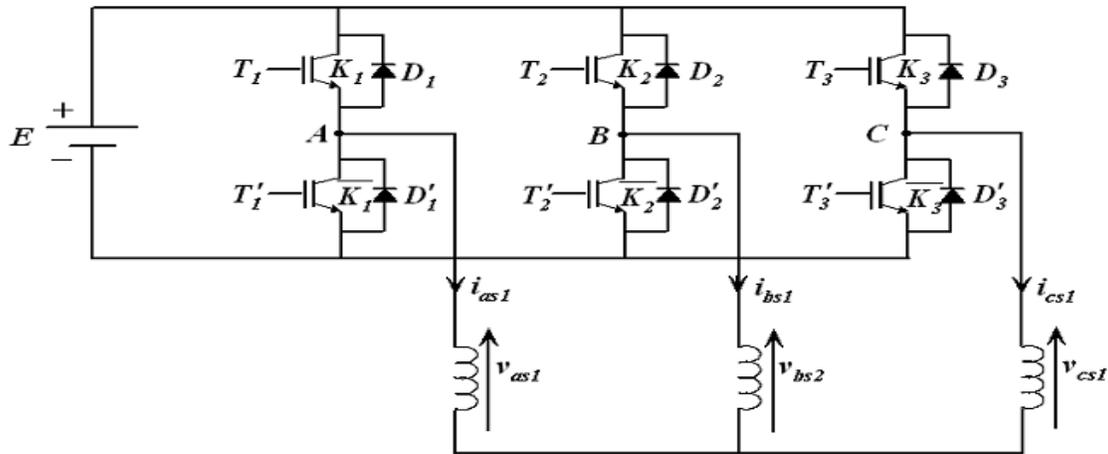
sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, a base d'onduleurs de tension a fréquence variable.

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

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{interrupteur } i \text{ est ferme } (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & \text{interrupteur } i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit}) \end{cases}$$

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

La figure 2.4 représente le schéma de l'onduleur triphasé.



**Figure(I.7)**– Onduleur triphasé

Les tensions composées sont :

$$V_{AB} = v_{as1} - v_{bs1} = E (f_1 - f_2) \quad (I.58)$$

$$V_{BC} = v_{bs1} - v_{cs1} = E (f_2 - f_3) \quad (I.59)$$

$$V_{CA} = v_{cs1} - v_{as1} = E (f_3 - f_1) \quad (I.60)$$

Les tensions simples  $v_{as1}$  et  $v_{bs1}$  et  $v_{cs1}$  forment un système triphasé équilibré tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (\text{I. 61})$$

La résolution des équations (I. 58), (I. 59) (I. 60) et (I. 61) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 62})$$

Pour le second onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 63})$$

#### I.4.1 Commande par modulation 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 :

$$\begin{aligned} v_{refa1} &= v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} &= v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc1} &= v_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{I. 64})$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (I. 64)  $(2\pi ft)$  par  $(2\pi ft - \alpha)$  et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par :

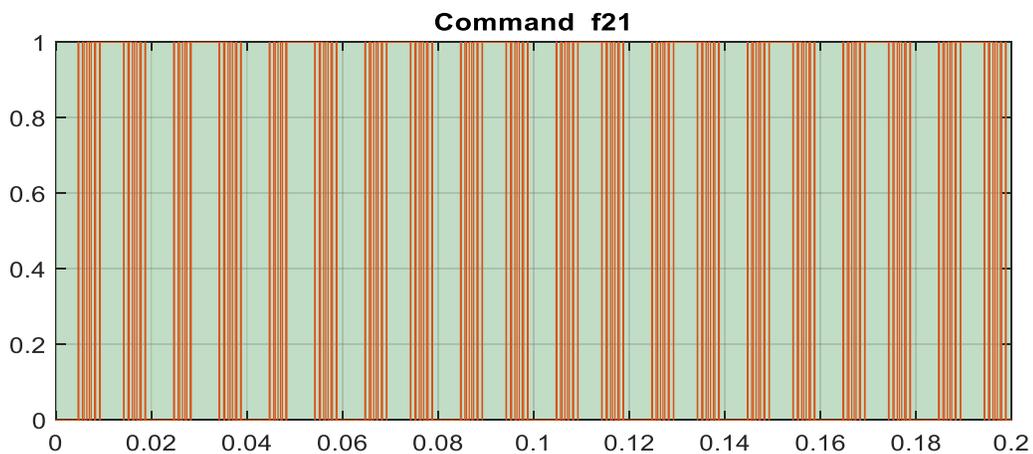
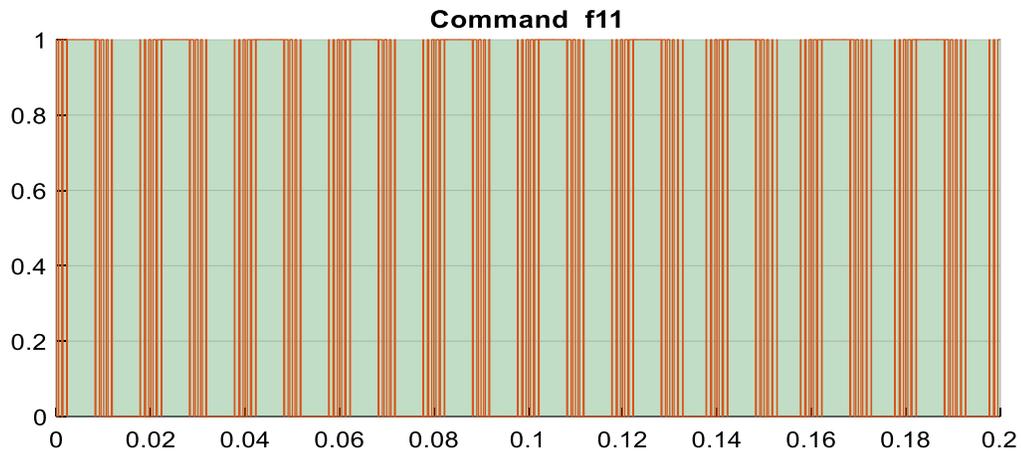
$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I. 65)$$

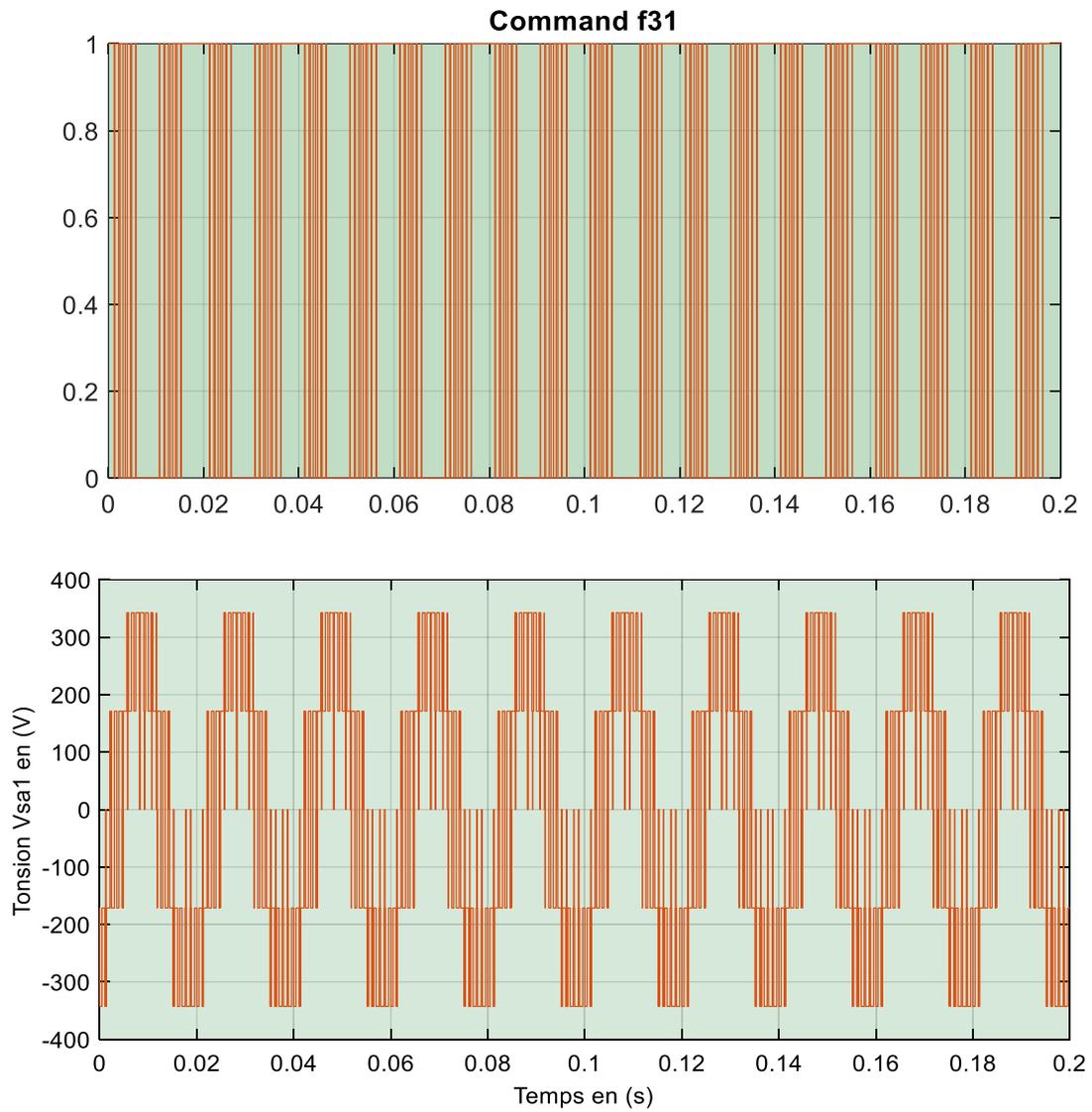
Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

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

2. Le coefficient de réglage en tension réglé au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $V_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $V_{pm}$ ).

La figure 2.5 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 21$ .

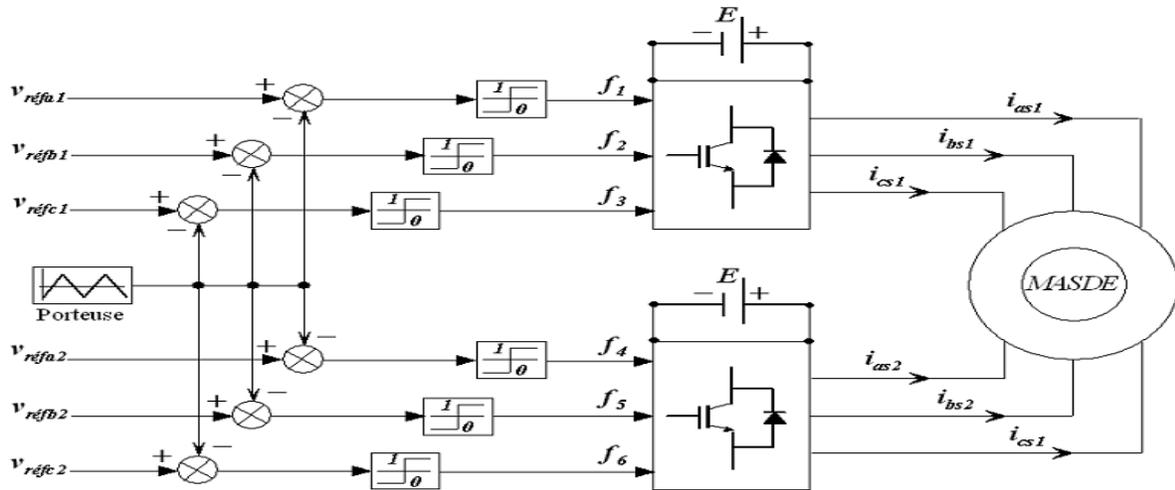




**Fig. I.8** – Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

#### **I.4.2 Association de la MASDE-onduleurs de tension `a commande M.L.I**

La représentation schématique de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension `a commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure 2.6.

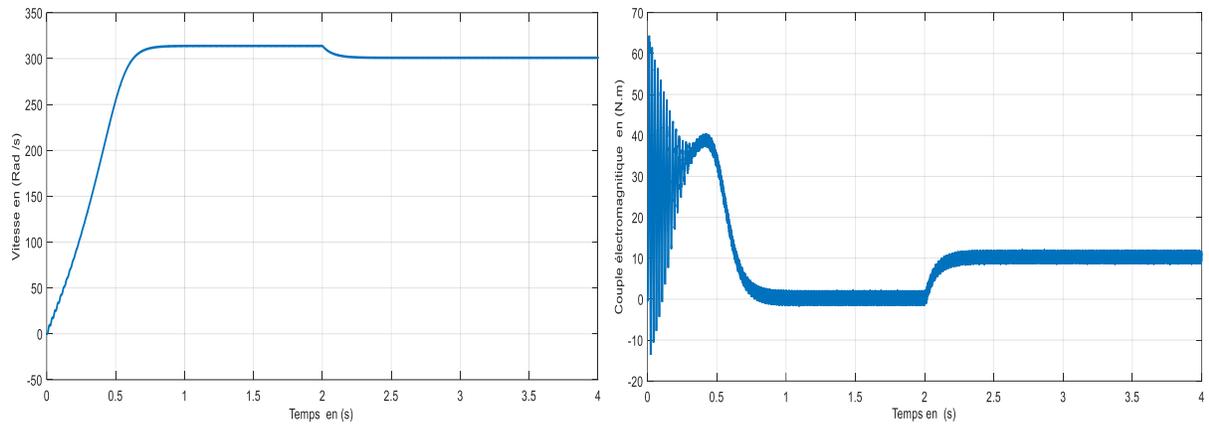


**Fig. I.9** – Association MASDE-onduleurs de tension à commande M.L.I

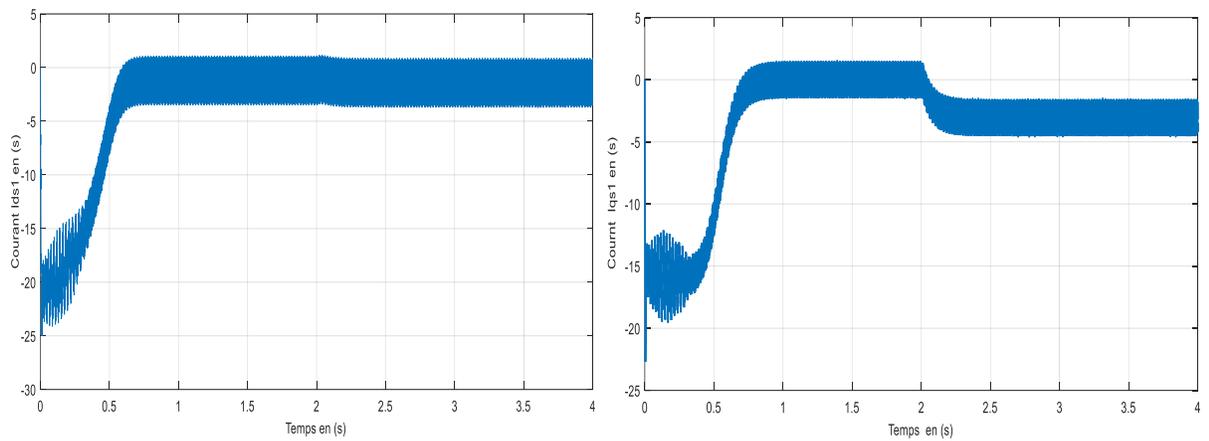
### I.4.3 Simulation et interprétation des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire  $\alpha = 30$

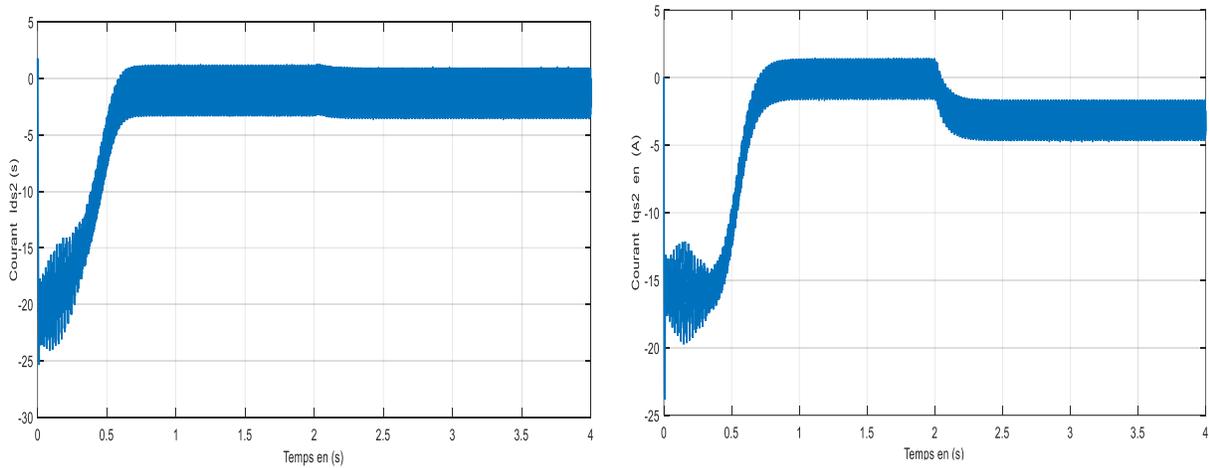
La figure 2.7 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m = 21$ , suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2, 4]$  s. Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure I.3). Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.



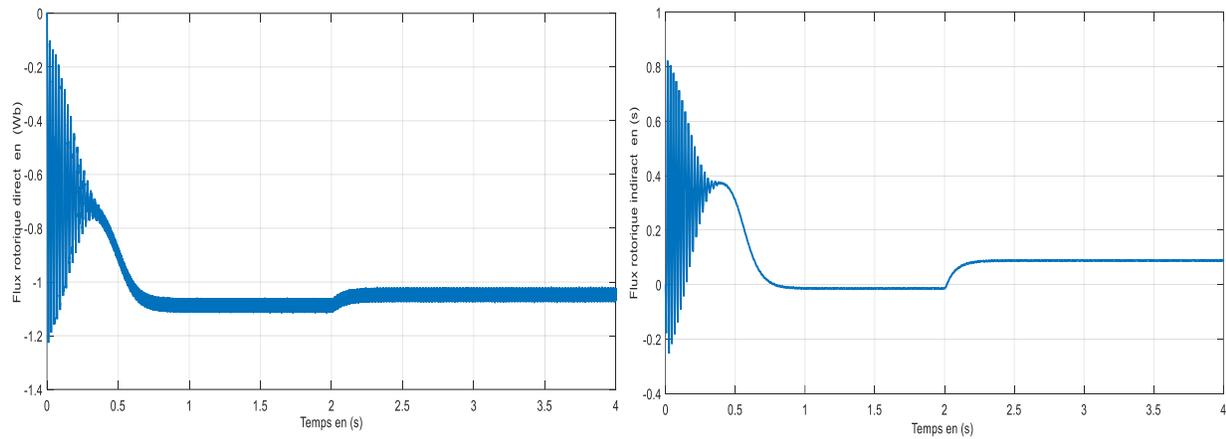
**Figure (I.10.a):** Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.



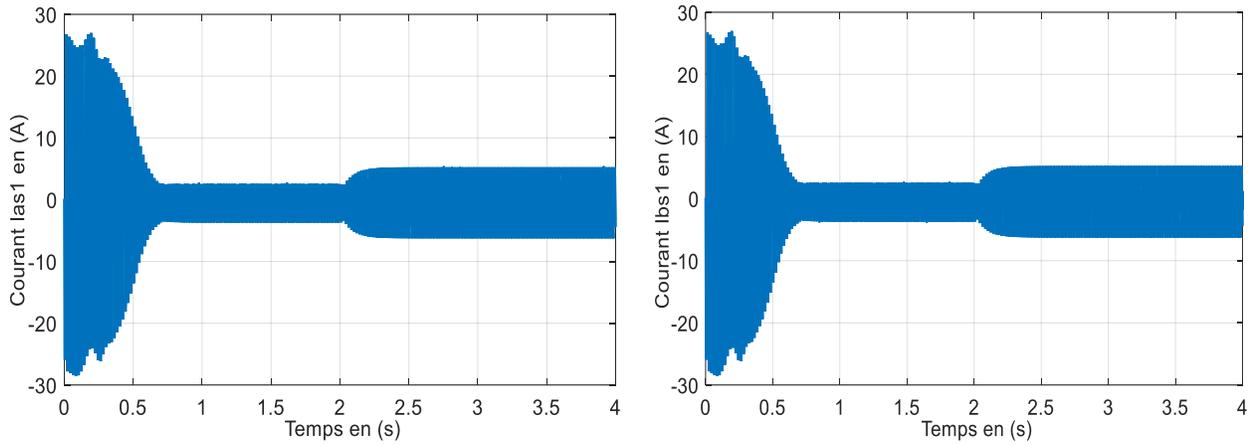
**Figure (I.10.b):** Réponse des composantes les courants ( $i_{ds1}$  , $i_{qs1}$ )



**Figure (I.10.c):** Réponse des composantes les courants ( $i_{ds2}$  , $i_{qs2}$ )



**Figure (I.10.d):** Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature.



**Figure (I.10.e):** Réponse des composantes les courants ( $i_{as1}$  ,  $i_{bs1}$ )

## **I.5. Conclusion**

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE base sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande M.L.I a vide et en charge a été accomplie.

L'insertion de la charge dans les deux cas d'alimentations engendre une variation (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) de la vitesse. Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de régulation par la commande vectorielle.



Commande  
Vectorielle  
de la MASDE

## II.1. Introduction

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

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile, ainsi que les différents procédés d'orientation du flux, on se proposera par la suite la méthode de commande indirecte.

Enfin des simulations de l'application de la commande vectorielle indirecte sur la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo - sinusoïdale à un seul porteur bipolaires seront présentées.

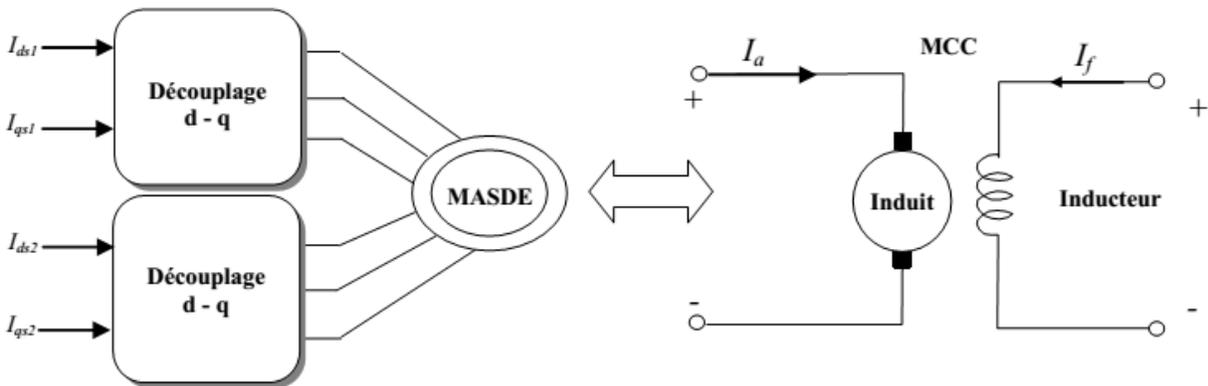
## II.2 Principe de la commande vectorielle

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d,q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit donc de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante.

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une machine asynchrone double étoile est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et en quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et en quadrature) et la fréquence de ces signaux.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ

tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (figure II.1)



**Figure II.1 :** Analogie avec la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres, c'est-à-dire  $\Phi_{dr} = \Phi_r$   $\Phi_{qr} = 0$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \{ \Phi_r (i_{qs1} + i_{qs2}) \} = K \Phi_r i_{qs} \quad (\text{II.1})$$

La formule de couple devient alors :

Avec : 
$$K = p \frac{L_m}{L_m + L_r} ; i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$$

D'après l'équation (2.1) 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.2.1 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE (chapitre I) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant  $\underline{d,q}$ , de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles[5]

- Flux rotorique:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.2})$$

- Flux statorique

$$\Phi_{ds} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.3})$$

- Flux d'entrefer

$$\Phi_{dg} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{qg} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (4.3). car cela permet d'aboutir { un variateur de vitesse ou le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques. [5]

### II.2.2 Différentes méthodes de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe ou indirecte.

#### II.2.2.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase

celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement . Pour cela

deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

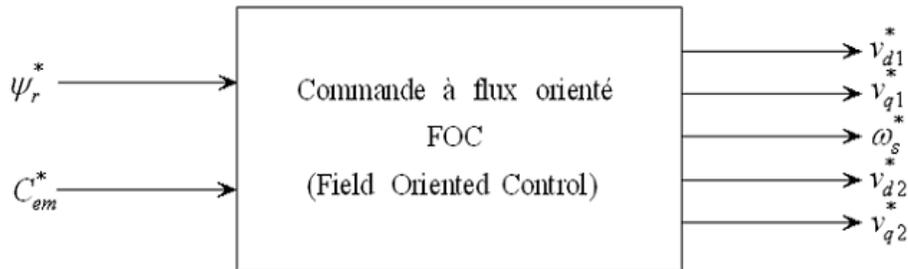
L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthodes et sensible aux variations des paramètres de la machine.

### II.2.2.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif (méthode indirecte) signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [28].

### II.2.3 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique [8]. La figure III.2 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.



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

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique  $\Phi_r^*$   $\omega$  et le couple  $C_{em}^*$

en exprimant que

$$\Phi_{dr} = \Phi_r^* \quad (\text{II.5})$$

$$\Phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.6})$$

$$p\Phi_r^* = 0 \quad (\text{II.7})$$

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

En remplaçant (II.5)–(II.6) dans les équations des tensions rotoriques (I.15), on obtient

$$r_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{II.8})$$

$$R_r i_{dr} = 0 \quad \Longrightarrow \quad i_{dr} = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$R_r i_{qr} + \omega_g^* \Phi_r^* = 0 \quad \Longrightarrow \quad i_{qr} = -\frac{\omega_g^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{II.10})$$

A partir des équations des flux rotoriques ( $\varphi$  et  $\phi$ ) exprimées par (I.30), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{dr} - L_m (i_{d1} + i_{d2})] \quad (\text{II.11})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{qr} - L_m (i_{q1} + i_{q2})] \quad (\text{II.12})$$

Et à partir des équations (II.11) et (II.12), on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r^* - L_m (i_{d1} + i_{d2})] \quad (\text{II.13})$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{q1} + i_{q2}) \quad (\text{II.14})$$

En introduisant (II.13) et (II.14) dans le système d'équations des flux statoriques (I.13), on aura[30]

$$\begin{aligned} \Phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

D'ou,  $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$  et  $\lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r$

En substituant (II.9) dans (II.11), on tire:

$$\Phi_r = (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{II.16})$$

A partir de l'équation (II.14), on trouve

$$L_m = (i_{q1} + i_{q2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (\text{II.17})$$

En remplaçant (III.15)–(III.17) dans le système d'équations de tensions statoriques (I.15)

$$\begin{aligned}
 v_{d1}^* &= R_1 i_{d1} + L_1 p i_{d1} - \omega_s^* (L_1 i_{q1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{d2}^* &= R_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} - \omega_s^* (L_2 i_{q2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 v_{q1}^* &= R_1 i_{q1} + L_1 p i_{q1} - \omega_s^* (L_1 i_{d1} + \Phi_r^*) \\
 v_{q2}^* &= R_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} - \omega_s^* (L_2 i_{d2} + \Phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{II.18}$$

Ou :

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

En introduisant l'équation (II.14) dans (II.09), on tire:

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} \frac{(i_{q1} + i_{q2})}{\Phi_r^*} \tag{II.19}$$

A partir de la relation (II.01), on trouve:

$$i_{q1} + i_{q2} = \frac{(L_m + L_r) C_{em}^*}{p L_m \Phi_r^*} \tag{II.20}$$

Le système d'équations électriques (II.18) montre que les tensions ( $v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^*$  et  $v_{q2}^*$ )

influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ( $i_{d1}, i_{d2}, i_{q1}$  et  $i_{q2}$ ) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire

de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables ( $v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^*$  et  $v_{q2}^*$ )

n'agissant respectivement que sur ( $i_{d1}, i_{d2}, i_{q1}$  et  $i_{q2}$ ) tels que [2] :

$$\begin{aligned}
 v_{d1r} &= r_1 i_{d1} + L_1 p i_{d1} \\
 v_{q1r} &= r_1 i_{q1} + L_1 p i_{q1} \\
 v_{d2r} &= r_2 i_{d2} + L_2 p i_{d2} \\
 v_{q2r} &= r_2 i_{q2} + L_2 p i_{q2}
 \end{aligned} \tag{II.21}$$

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

$$\begin{aligned}v_{d1}^* &= v_{d1r} - v_{d1c} \\v_{q1}^* &= v_{q1r} - v_{q1c} \\v_{d2}^* &= v_{d2r} - v_{d2c} \\v_{q2}^* &= v_{q2r} - v_{q2c}\end{aligned}\quad (\text{II.22})$$

Ou

$$\begin{aligned}v_{d1c} &= \omega_s^*(L_1 i_{q1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}) \\v_{q1c} &= \omega_s^*(L_1 i_{q1} + \Phi_r^*) \\v_{d2c} &= \omega_s^*(L_2 i_{d2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}) \\v_{q2c} &= \omega_s^*(L_1 i_{d2} + \Phi_r^*)\end{aligned}\quad (\text{II.23})$$

### II.2.3.1.Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (Fig. II.3) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.

#### Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Fig. II.3) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_p s}{L_{s1} s^2 + (R_{s1} + k_{pd1})s + k_{id1}} \quad (\text{II.24})$$

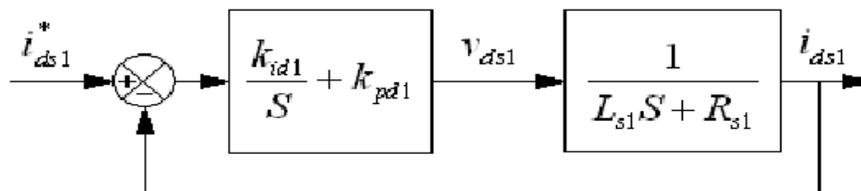


Figure. II.3.-Schéma de régulation des courants

En imposant une paire de pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = p_{d1} \pm jp_{d2}$ , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$p(s) = s^2 + 2p_{d1}s + 2p_{d2}^2 \quad (\text{II.25})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{pd1} = 2p_{d1}L_{s1} - R_{s1} \quad (\text{II.25})$$

$$k_{id1} = 2p_{d1}^2 L_{s1}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$  et  $i_{qs2}$

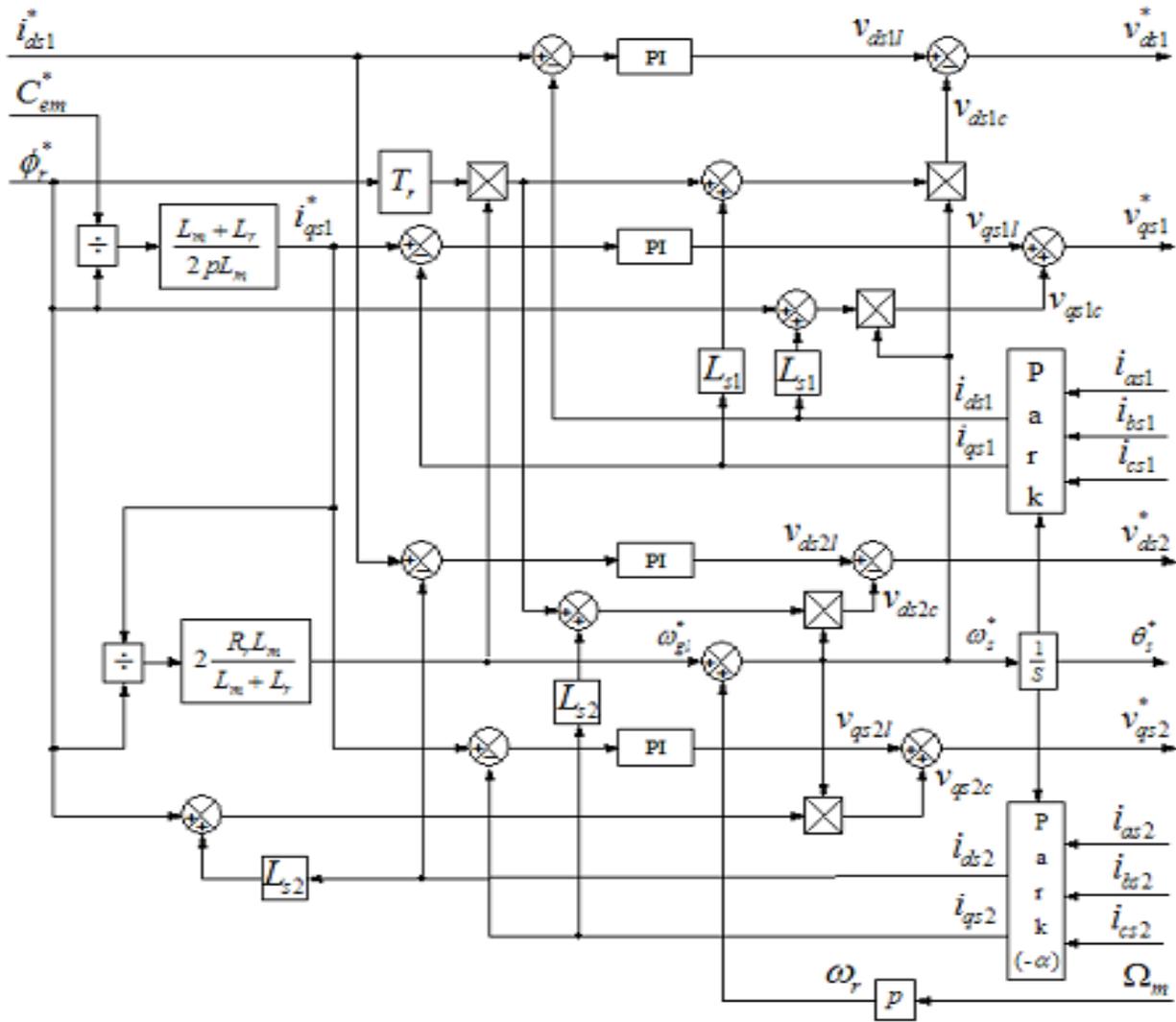


Figure .II.4.Bloc de découplage en tension (FOC).

### I.2.3.2- Réglage de vitesse de la MASDE à flux statorique oriente par un PI classique:

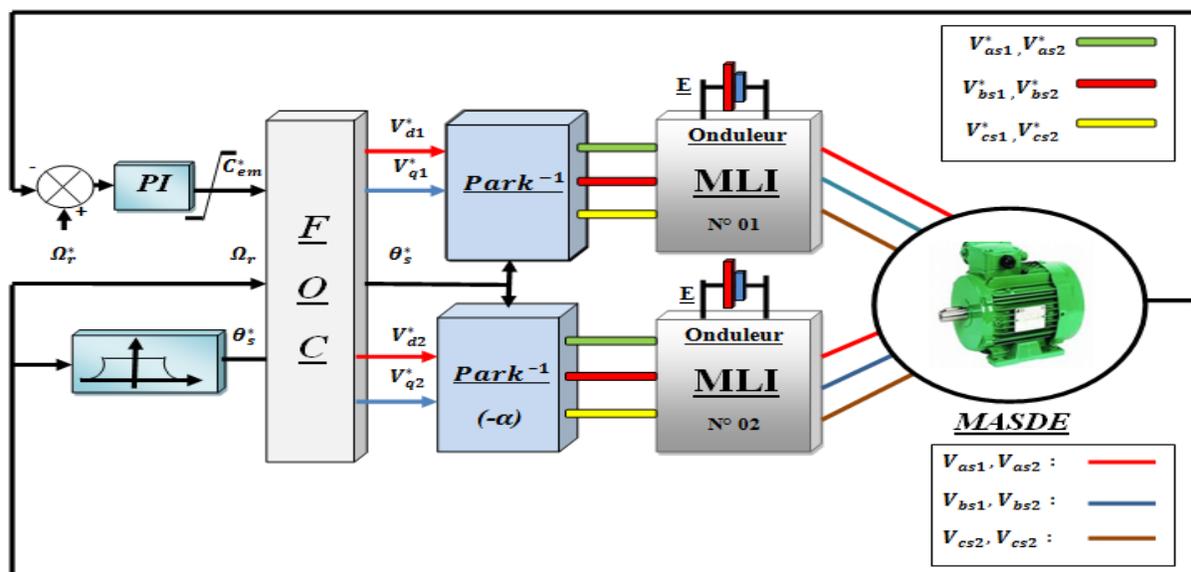
La commande vectorielle par régulateur PI classique du moteur Asynchrone à Double Etoile (MADE) alimenté par deux onduleurs de tension Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse à sa référence Un régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but.

Le schéma synoptique complet de la structure de commande est illustré par la figure (II.6). On a noté précédemment que le réglage de vitesse peut se faire par un régulateur PI classique. Ce dernier est rapide et simple à manipuler. Il est caractérisé par deux coefficients, l'un de proportionnalité et l'autre d'intégration. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$F(p) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

$k_p$ : est le coefficient de proportionnalité ;

$k_i$ : est le coefficient d'intégration ;



**Figure (II.5) :** Schéma de principe de la commande de vitesse d'une MADE à flux rotorique orienté.

Face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MASDE, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients [29]:

- Ajout d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée ce qui peut entraîner des dépassements importants lors des régimes transitoires.
- Introduction d'un déphasage dû à la fonction intégrale pouvant entraîner une instabilité de l'entraînement.
- Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ceux-ci.
- Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage.[24] [21]

### II.2.3.3 Défluxage :

Pour obtenir un variateur de vitesse, il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation. Par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle, le plus simple est du type réaction le bloc de défluxage est défini par la non linéarité suivante [26]

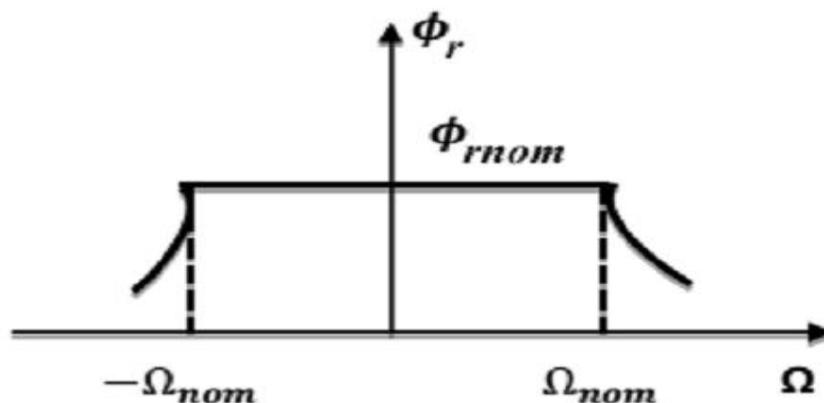


Figure (II.6) : Le bloc de défluxage

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega| = |\Omega_{nom}|$$

$$\Phi_r = \frac{|\Omega_{nom}|}{|\Omega|} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \neq |\Omega_{nom}|$$

$\Omega_{nom}$  : Vitesse nominale.

$\Phi_r$  : Flux rotorique nominale.

#### II.2.4. Identification des paramètres du régulateur de vitesse:

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence; afin de maintenir la vitesse correspondante pour que la cascade soit justifiée; il faut que la boucle interne soit l'équation mécanique donnée [30] [27]

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (II.8)

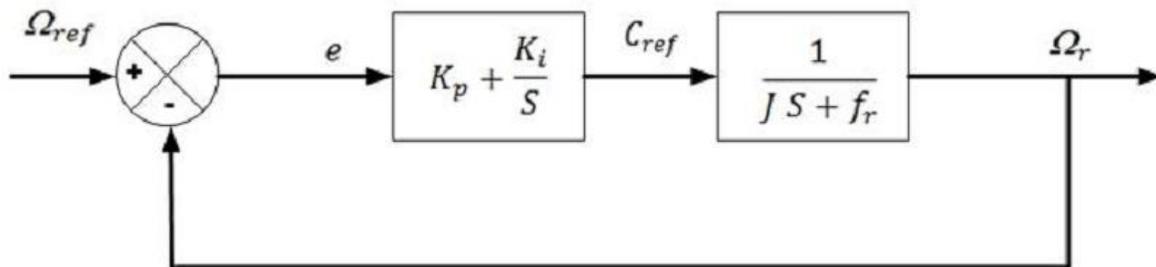


Figure (II.7) : Boucle de régulation de vitesse

$$C(S) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place

$$C_e(s) - C_r(s) = (Js - f_r)\Omega_s(s)$$

Le bouclage de cette équation sur PI classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante ( $C_r(s) = 0$ )

$$\omega(s) = \frac{\frac{K_i}{K_p} + 1}{\frac{J}{K_i}s^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right)s + 1} \omega_{ref}(s)$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right)s^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_n}\right)s + 1$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} = K_i = J\omega_n^2 \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \rightarrow 2J\omega_n^2 - f_r \end{array} \right.$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\varepsilon = 0.7$ , On prend  $\tau = \frac{2\varepsilon}{\omega_n}$ ,  $\tau_r = 10^{-1}(s)$ ,  $\omega_n = \frac{3}{\tau_r}$ ,

$$K_p = 2.62 ; K_i = 56.25$$

## II.2.5 Résultats de simulation:

### II.2.5.1 introduction d'un couple de charge:

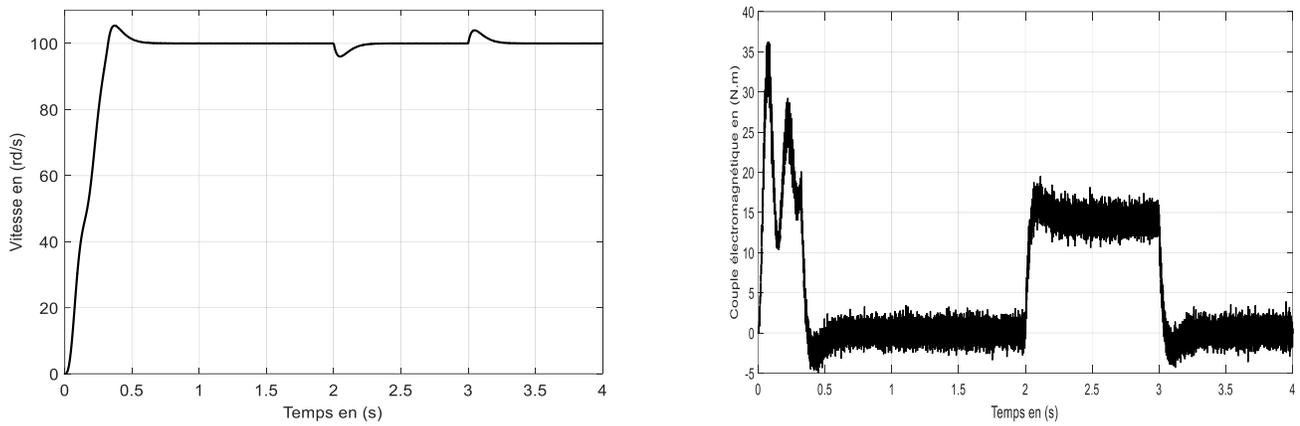
Cet essai est similaire au cas précédent sauf que, dans ce cas on introduit un couple de charge de 14 N.m à l'instant ( $t = 2 \text{ s} \rightarrow 3 \text{ s}$ ). Les résultats obtenus sont représentés par la figure (II.9). On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence, et le temps de réponse est rapide.

-A l'instant  $t=3(s)$  on coupe la charge.

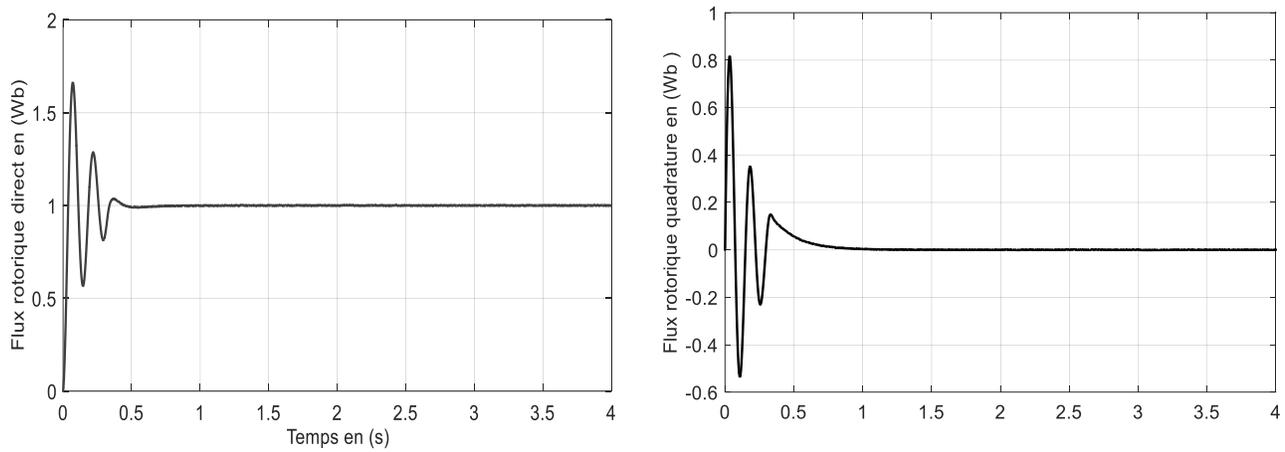
Après cette opération on a remarqué un pic qui signifie qu'il y a augmentation au vitesse, et ensuite le couple va se diminuer et puis le moteur va retourner à sa position initiale et cela est dû au rôle de la commande.

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

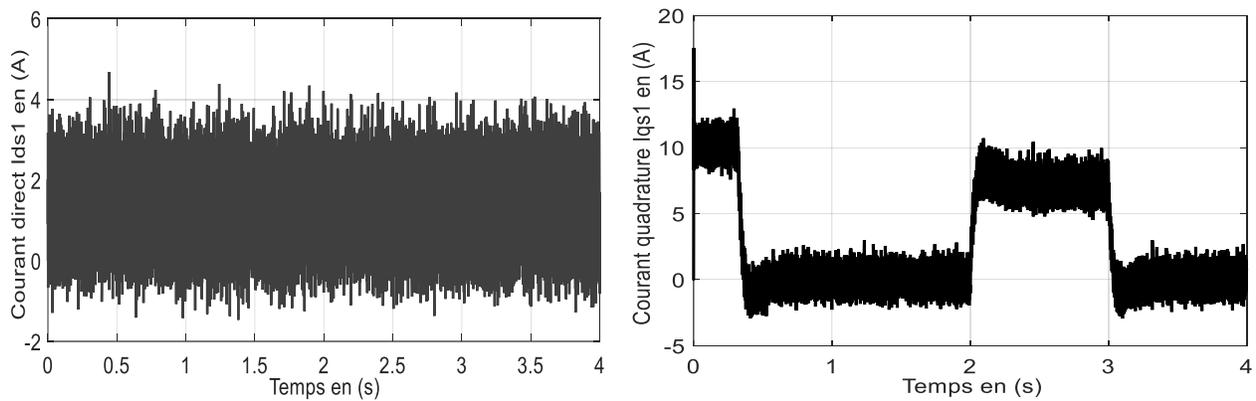
Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.



**Figure (II.8.a):** Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



**Figure (II.08.b) :** Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature

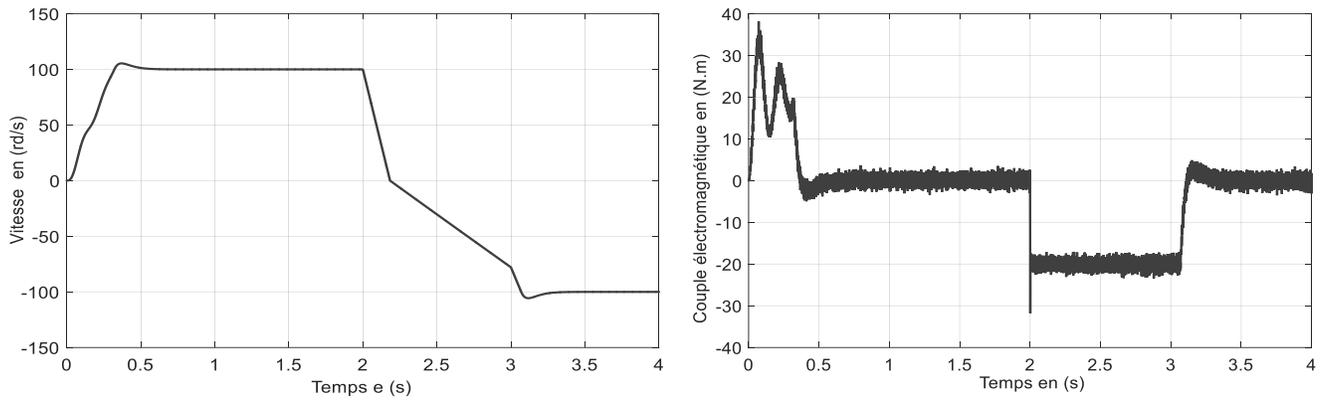


**Figure (II.08.b) :** Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature  $i_{qs1}$ .

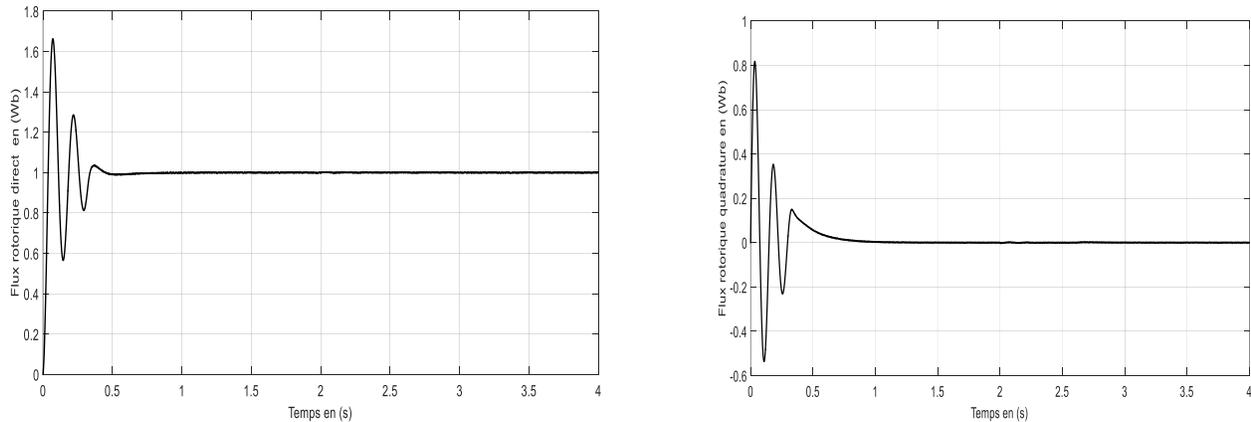
Figure (II.08): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'introduction d'un couple de charge de  $C = 14$  (N.m) à l'instant  $t=2$ (s).

### II.2.5.2. inversion de sens de rotation:

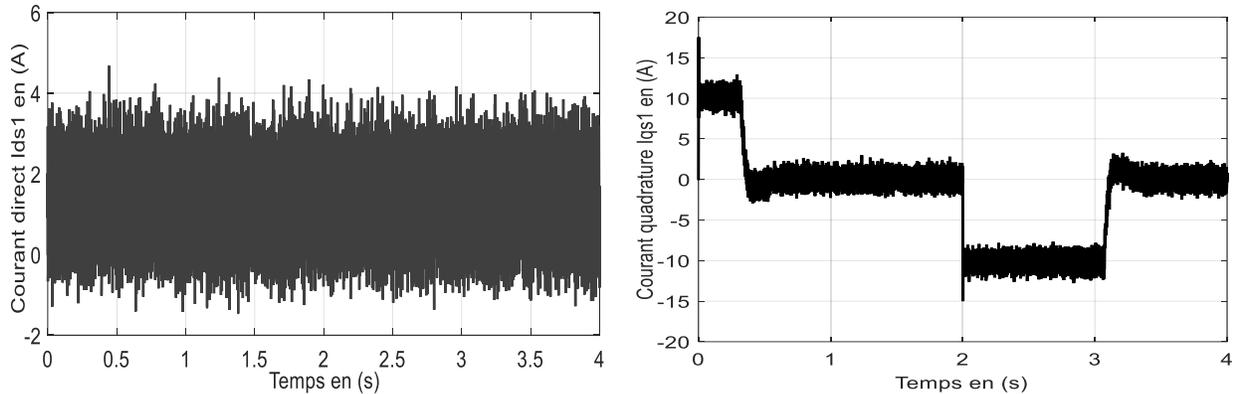
Après un démarrage de la machine, nous avons procédé à un changement de consigne de la vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à  $t = 2$  s, et vice versa. Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait avec de passage. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics, pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du démarrage.



**Figure (II.09.a):** Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



**Figure (II.09.b) :** Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature



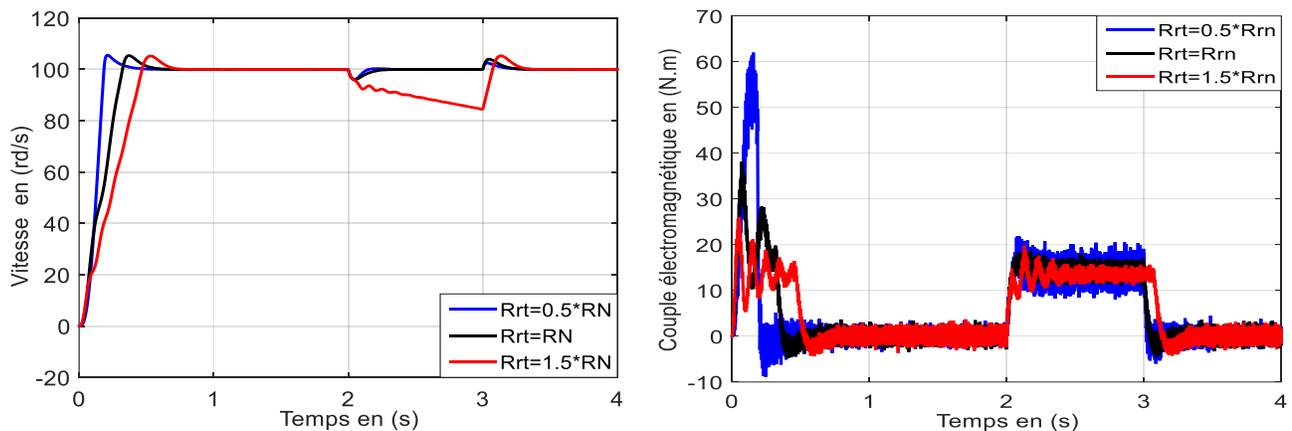
**Figure (II.09.c) :** Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature  $i_{qs1}$ .

Figure (II.09): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors de l'inversion du sens de rotation.

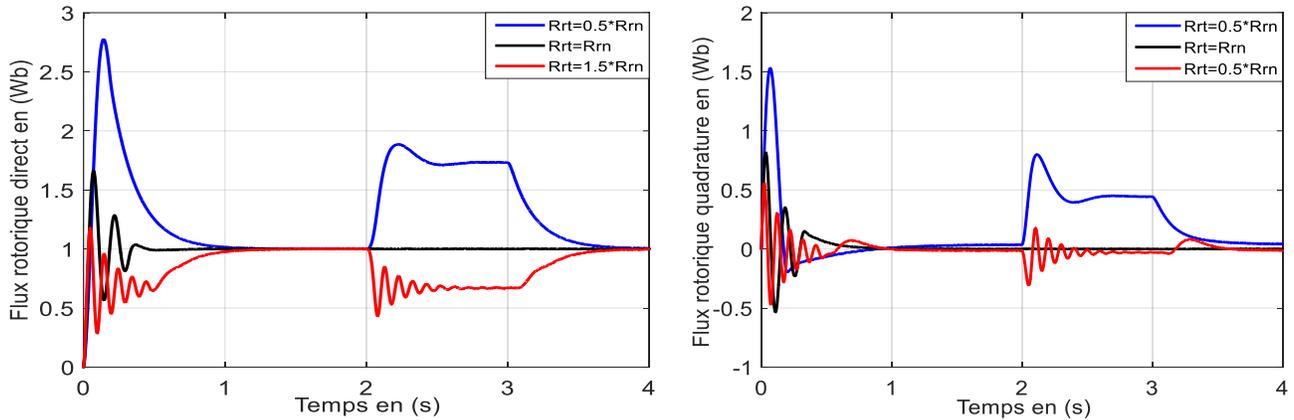
### II.2.5.3. Teste de la robustesse :

#### II.2.5.3.1 Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique :

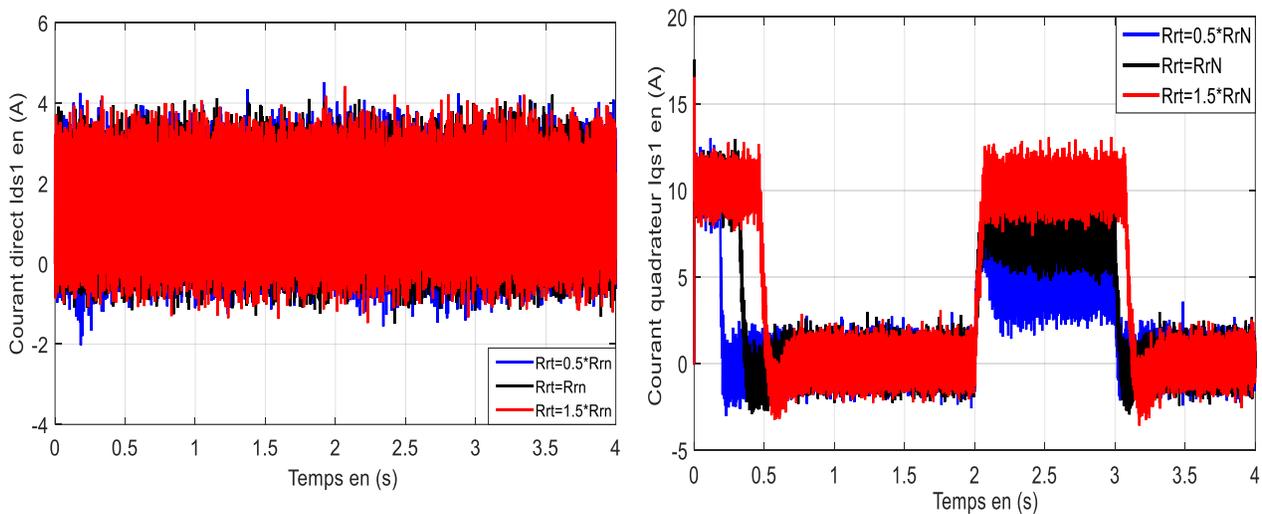
Dans le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs PI, nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique, sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 50%, 100%, 150% de sa valeur nominale, La figure (II.11) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux rotorique. D'après ces résultats, on remarque de façon claire qu'aucune influence n'apparaît pendant la variation de la résistance rotorique,



**Figure (II.10.a):** Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



**Figure (II.10.b) :** Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature



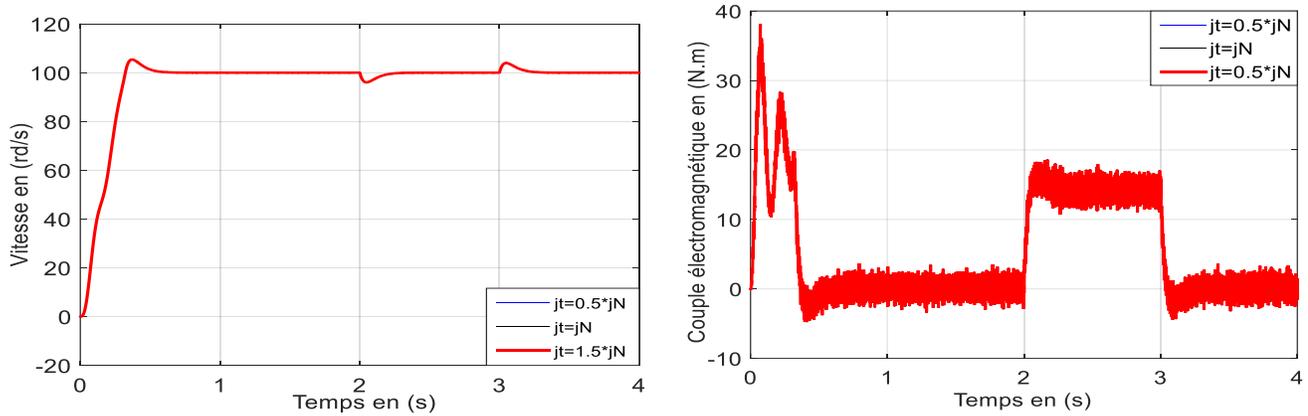
**Figure (II.10.c) :** Réponse des composantes les courants direct et en quadrature

Figure (II.10): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique .

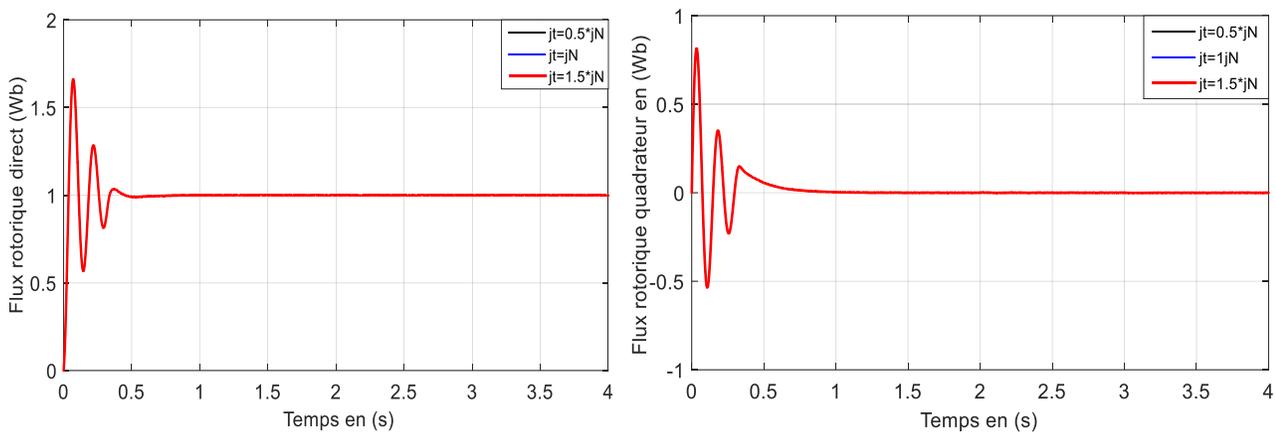
### II.2.5.3.2 Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie:

On va également discuter l'influence de la variation de l'inertie sur la dynamique de la MASDE à flux rotorique orienté munie d'un réglage par un PI classique.

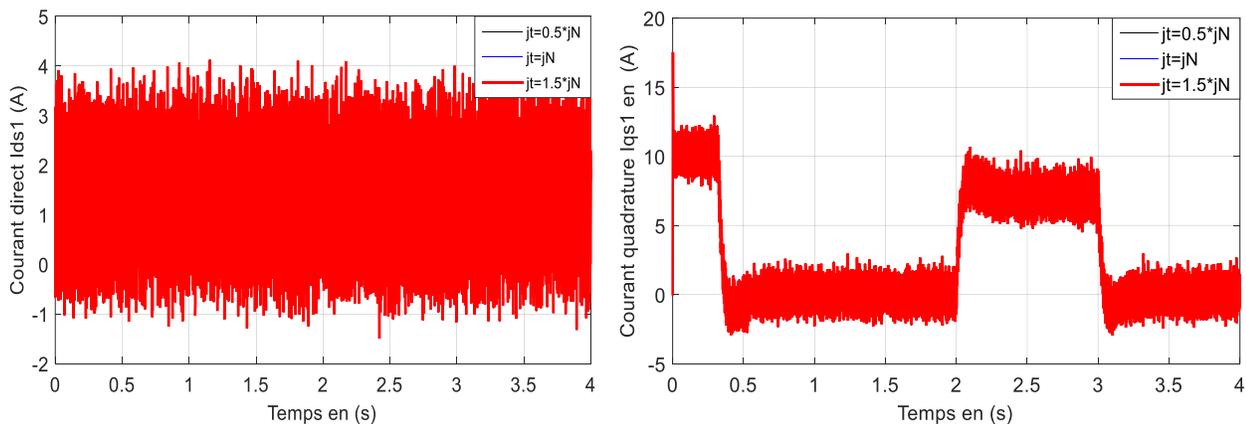
La figure (II.12) présente les réponses dynamiques, de la vitesse, du couple et des composantes du flux rotorique D'après cette figure, on constate que la variation de l'inertie l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple. influe peu sur la réponse de la vitesse. Concernant l'allure du couple, on note que l'augmentation de l'inertie provoque un pic de couple.



**Figure (II.11.a):** Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



**Figure (II.11.b) :** Les composantes des flux rotoriques direct et en quadrature .



**Figure (II.11.c) :** Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature  $i_{qs1}$ .

Figure (II.11): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI Classique lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie

## II.6 Conclusion:

D'après ce chapitre nous pouvons dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la MADE de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique on a utilisé un Régulateur proportionnel intégral PI.

Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système. Généralement la commande vectorielle par PI-classique est sensible aux variations paramétrique, dans ce sens, au niveau 3<sup>ème</sup> chapitre nous allons présenter une technique robuste par rapport la commande classique.



***Commande  
d'une MASDE  
par logique  
Floue***

### 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 MADE à flux rotorique orienté. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

### 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.

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue [24] :

- 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 [31] ;

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 PayFuzzy de Matsushita (1990).

### III.3 Domaine D'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [8], [15]:

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...);
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

### III.4 Principe De La Logique Floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité.

Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle [0,1].

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont graduels, ou encore flou comme l'illustre la figure (III.1).

### III.5 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.5.1 Variables linguistiques et ensembles flous:

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir; {grand, petit, positif, négatif,

etc. ...}. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques.

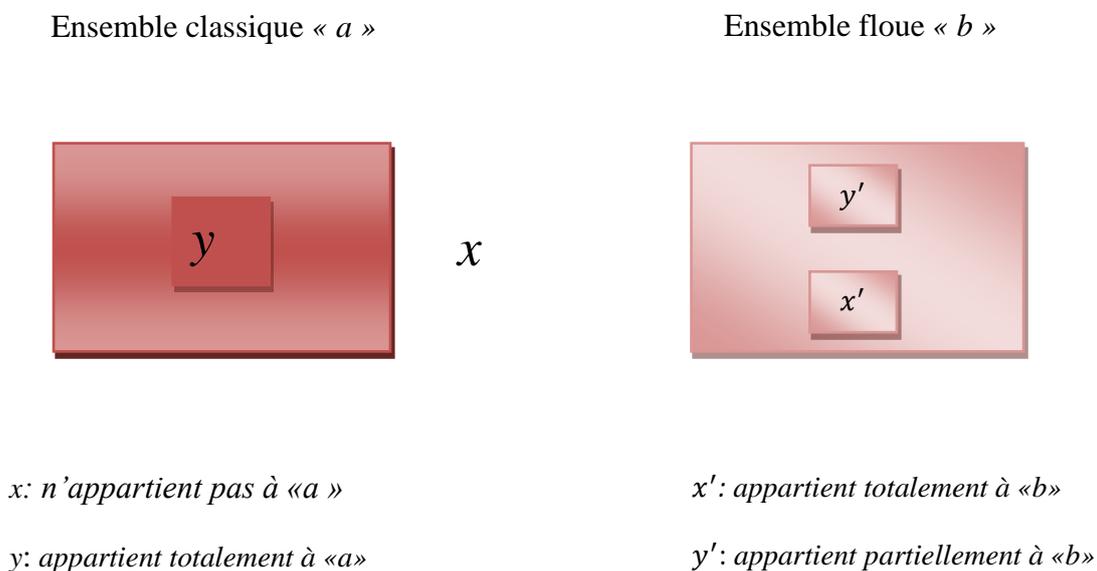
Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

### III.5.2 Fonctions d'appartenance :

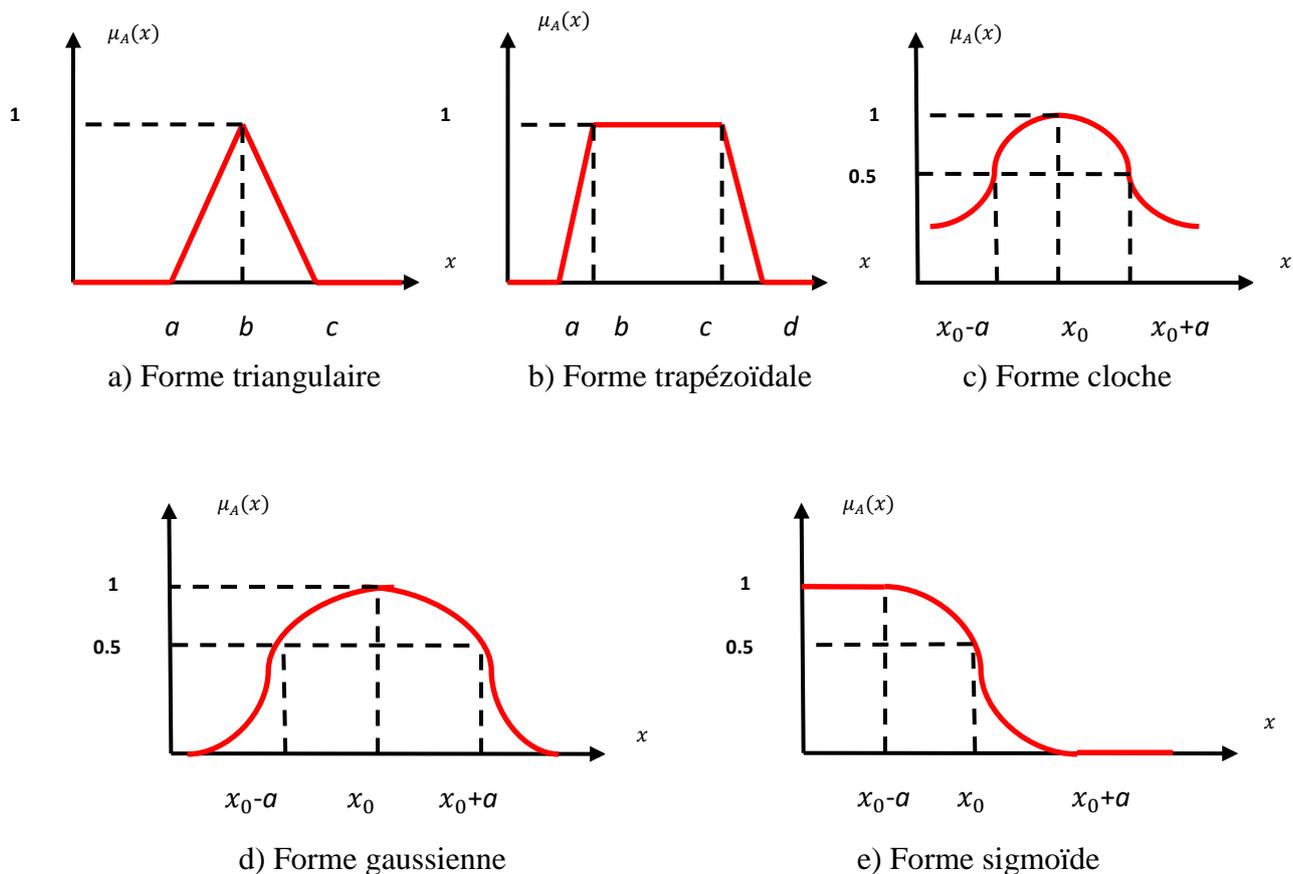
Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont définies par des formes géométriques ou des fonctions, on cite les suivantes [24] :

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonction 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

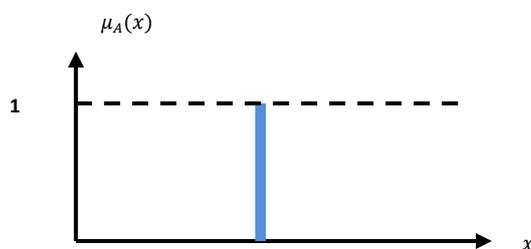


Figure(III.1) : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.



**Figure(III.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 (3.5). Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.



**Figure(III.3) :** Fonction d'appartenance singleton.

**III.5.3 Opérateurs 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 [30]. 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 .le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations.

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 [31].

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

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

**III.6 Commande Par Logique Floue :**

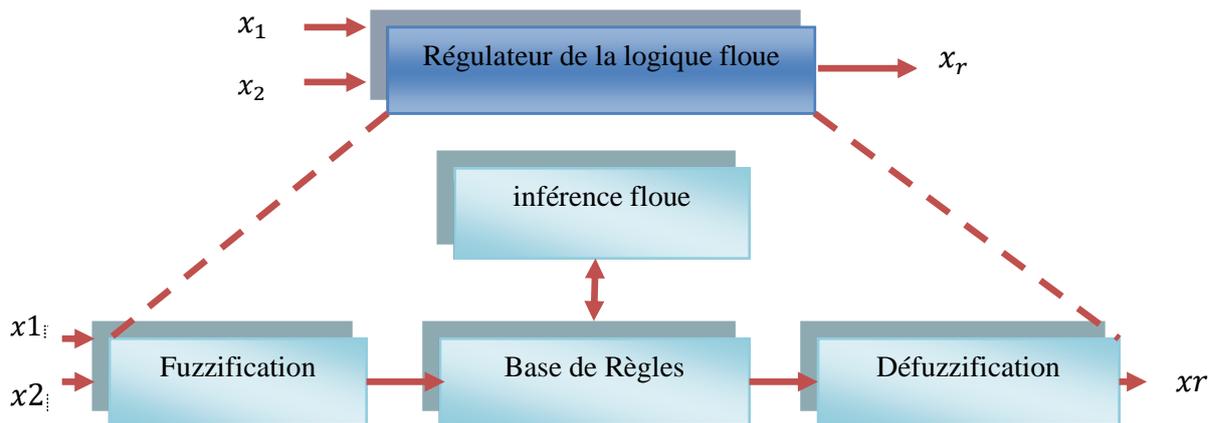
Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs floues ET, OU, ALORS,...etc, appliquées à des variables linguistiques.

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue:

- une interface de fuzzification,
- un mécanisme d'inférence,
- et une interface de Défuzzification.

La figure (III.4) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées

et une sortie : ou  $x_1$  et  $x_2$  représentent les variables d'entrée, et  $x_r$  celle de sortie ou la commande.



**Figure (III .4):**Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.

### III.6.1.1 interface de fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle  $[-1, 1]$  afin de faciliter le calcul.

### III.6.1.2 Base de règles :

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

### III.6.1.3 mécanisme d'Inférence floue :

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement:

- la méthode d'inférence max-min ;
- la méthode d'inférence max-produit ;
- et la méthode d'inférence somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue :

Cette méthode traite l'opérateur ET par la formation du produit. Pour la conclusion de chaque règle précédée par ALORS, le produit du facteur d'appartenance de la condition et de la fonction d'appartenance de la variable de sortie liées entre eux par la même règle représentent l'action linguistique de la règle en question. Les actions des différentes règles sont liées entre elles par l'opérateur OU qui est réalisé par la formation de la somme (moyenne arithmétique).

Si on suppose que les entrées du régulateur sont  $(x_1, x_2)$  et sa sortie est  $x_r$ , alors l'action de chaque règle est donnée par :

#### III.6.1.3.1- control de type Mamdani

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

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\mu_{Ci}\mu_O(x_r)) = \text{Min}(\mu_{Ci}, \mu_O(x_r))$$

$$\mu_{Ci} = \mu_{RM}(\mu_{Ri}(x_r), \mu(x_2)) = \text{Min}(\mu(x_1), \mu(x_2))$$

Le résultat des deux règles sont conduit comme

$$\mu_{rec}(x_r) = \text{Max}(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r))$$

$\mu_{oi}(x_r)$  : la fonction d'appartenance de la décision que correspond à la  $i^{\text{ème}}$  règle (Ri) cette méthode est dite d'inférence Max \_ Min

#### III.6.1.4 interface de défuzzification :

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

##### a) Méthode du maximum:

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. La méthode du maximum est simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie.

### b) Méthode de la moyenne des maxima:

Cette méthode génère un signal de commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

### c) Méthode du centre de gravité:

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue. Elle génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante:

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \cdot \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (III.4)$$

L'avantage principal de cette méthode est qu'elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision, malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

### III.7. Avantages Et Inconvénients De La Commande Par La Logique Floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [28] :

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [28] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas ;

### III.8. Commande Floue De La Vitesse D'une MADE A Flux Statorique Orienté :

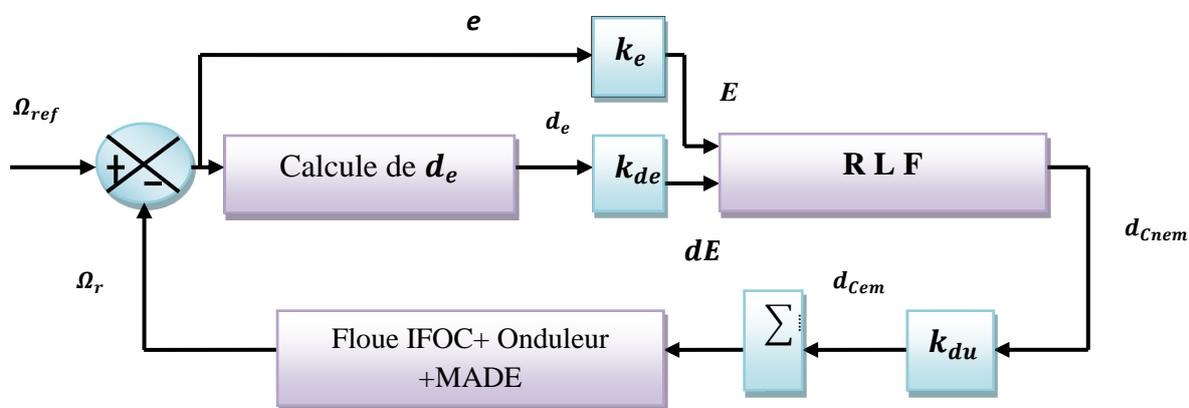
Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. A noter que toutes les notions - La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence présentées dans le deuxième chapitre ont été conservées.

#### III.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [27]:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante [26] :



Figure(III.5) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

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

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

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r(t) \quad (III.5)$$

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

$$de = \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta T} \quad (III.6)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple

Electromagnétique notée  $dC_{nem}$ . Les trois grandeurs,  $e$ ,  $de$  et  $dC_{nem}$  sont normalisées comme suit :

$$E = G_e e \quad (\text{III.7})$$

$$dE = G_{de} de \quad (\text{III.8})$$

$$dC_{em} = G_{du} dC_{nem} \quad (\text{III.9})$$

Ou  $G_e$ ,  $G_{de}$  et  $G_{du}$  sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande. Le régulateur flou représenté par la figure (III.6) est composé de :

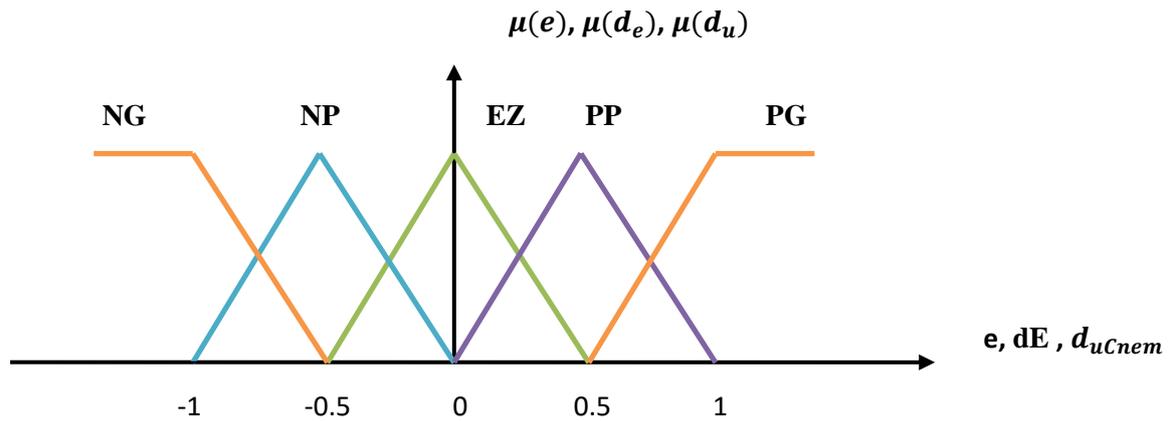
- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse  $\Delta e$  au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

### III.8.1.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

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

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



Figure(III.6) :Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

### III.8.1.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [30]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur floue possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

dCn		E				
		NG	NP	EZ	PP	PG
De	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau (III.2) :Matrice d'inférence des règles floues.

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

Si E est PG et dE est PG Alors  $dC_{nem}$  est PG

Si E est EZ et dE est EZ Alors  $dC_{nem}$  est EZ

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

### III.8.1.3 Mécanisme d'inférence

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

Flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs 'Et', 'Ou' et 'Alors' par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la

Méthode d'inférence « Max-Min ». dans cette méthode l'opérateur 'Et' est représenté par la fonction Produit, l'opérateur 'Ou' par la fonction Somme ou

Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur 'Alors' est représenté par la fonction Produit.

### III.8.1.4 Défuzzification

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

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \cdot \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (III.10)$$

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

Min :

$$dC_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi}}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci}} \quad (\text{III.11})$$

Ou :

$dC_{nem}$  correspondant à la  $i^{\text{ème}}$  règle et  $x_{Gi}$  est l'abscisse de son centre de gravité.

### III.8.2. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse

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

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

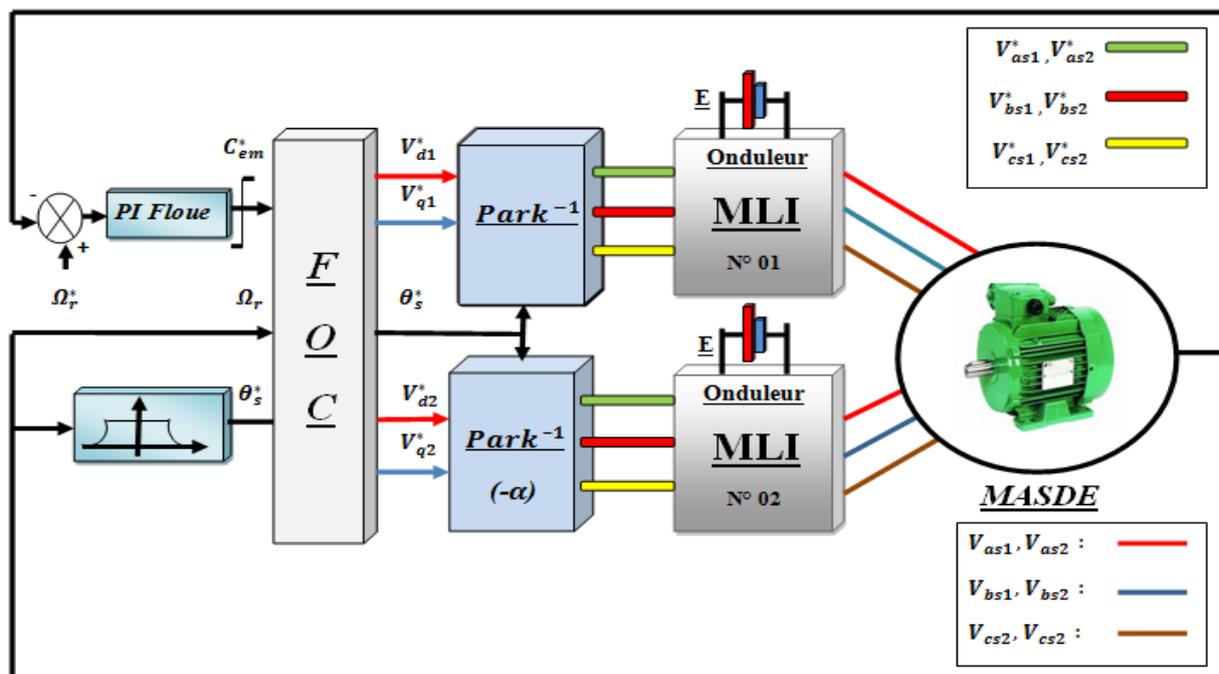
$$C_{ref}(t) = C_{ref}(t-1) + G_{du} dC_{nem}(t) \quad (\text{III.12})$$

Avec:

$C_{ref}$  : Couple électromagnétique de référence.

### III.8.3. Réglage de vitesse de la MADE par un contrôleur flou

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double étoile pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (III.7). Ce schéma est similaire à celui de la figure (III.4) du deuxième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.



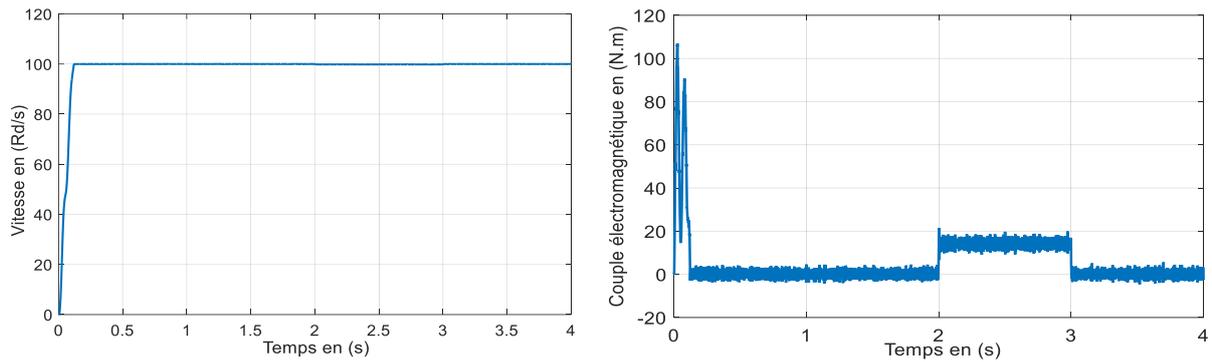
**Figure(III.7)** :Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile et à flux rotorique orienté.

### III.9 Simulation et interprétation des résultats :

#### III.9.1 Application de couple de charge:

La figure (III-8) représente l'évolution des caractéristiques de la MADE avec la régulation de la vitesse par logique floue, suite de l'application des charges  $C_r = 14 \text{ N.m}$  respectivement entre les intervalles de temps  $t = [2,3] \text{ s}$ , en imposant la vitesse de référence  $w_{ref} = 100 \text{ (rd/s)}$ . Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à  $t = 0.2\text{s}$  sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale presque de  $95 \text{ N.m}$  à  $t = 0.042\text{s}$ , puis il rejoint le régime permanent (à  $t=0.02\text{s}$ ) sans dépassement.

Toutefois, les mêmes résultats qu'à l'égard de la commande vectorielle (indirect) 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) de la vitesse.



Figure(III.8.a): Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

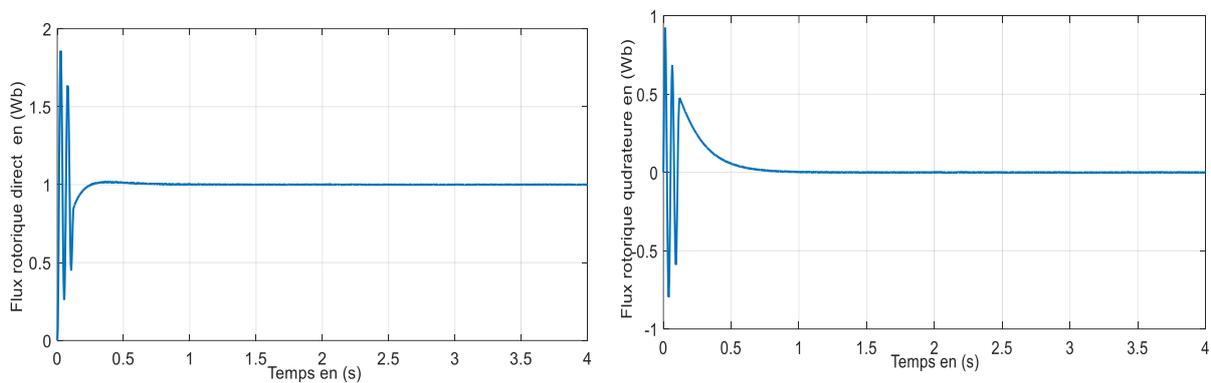


Figure (III.8.b): Les composantes des flux rotorique direct  $\phi_{dr}$  et en quadrature  $\phi_{qr}$ .

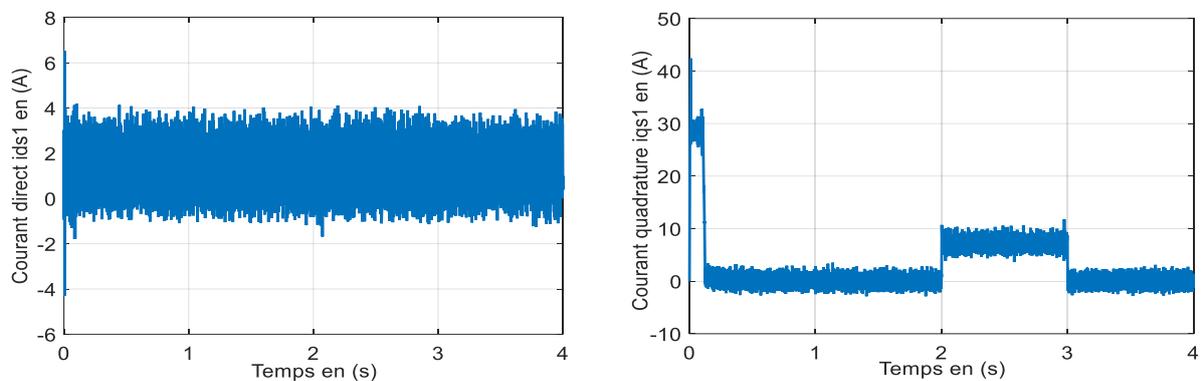


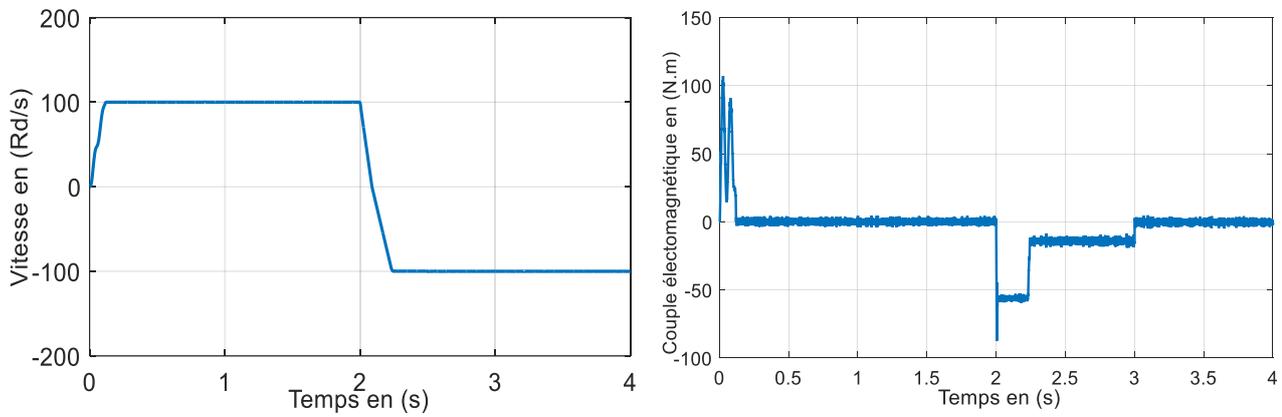
Figure (III. 8.c) : Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature  $i_{qs1}$ .

Figure (III.8): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-Floue lors de l'introduction d'un couple de charge d'à ( $C_r = 14N.m$ ) l'instant  $t = 2(s)$

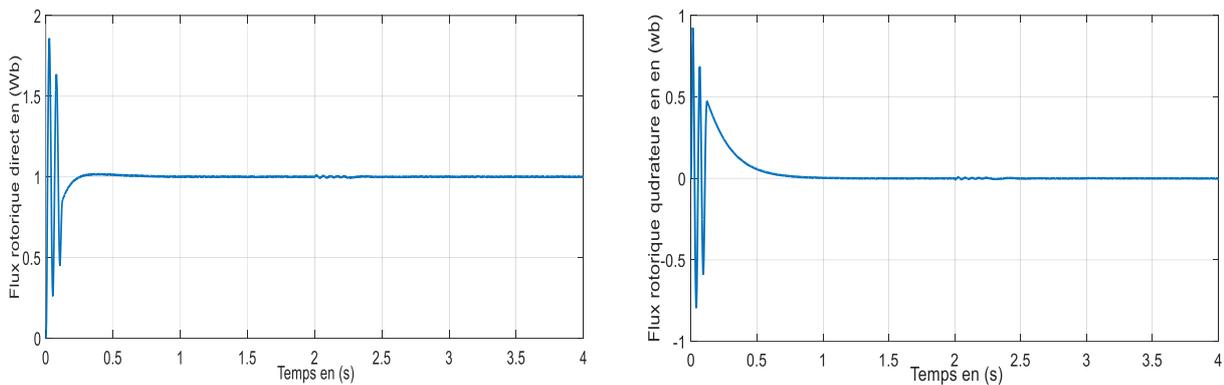
### III.9.2 Changement de consigne et inversion de sens de rotation

Afin de tester la robustesse de commande vectorielle de la machine asynchrone, vis à vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse 100(rd/s) a -100(rd/s). On constate d'après la Figure (III-9) que le couple électromagnétique et le flux marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se

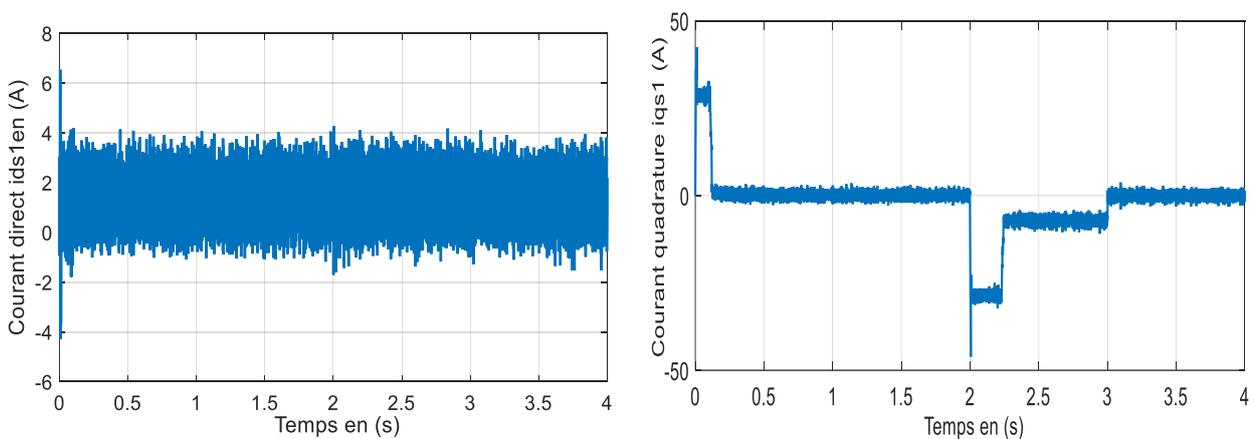
stabilisent en régime permanent. Le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone face à de larges variations de la vitesse.



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



**Figure (III.9.b):** Les composantes des flux rotorique direct  $\varphi_{dr}$  et en quadrature  $\varphi_{qr}$ .



**Figure (III. 9.c) :** Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature  $i_{qs1}$ .

**Figure (III.9):** Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors de l'inversion du sens de rotation.

### III.9.3.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de résistance rotorique

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

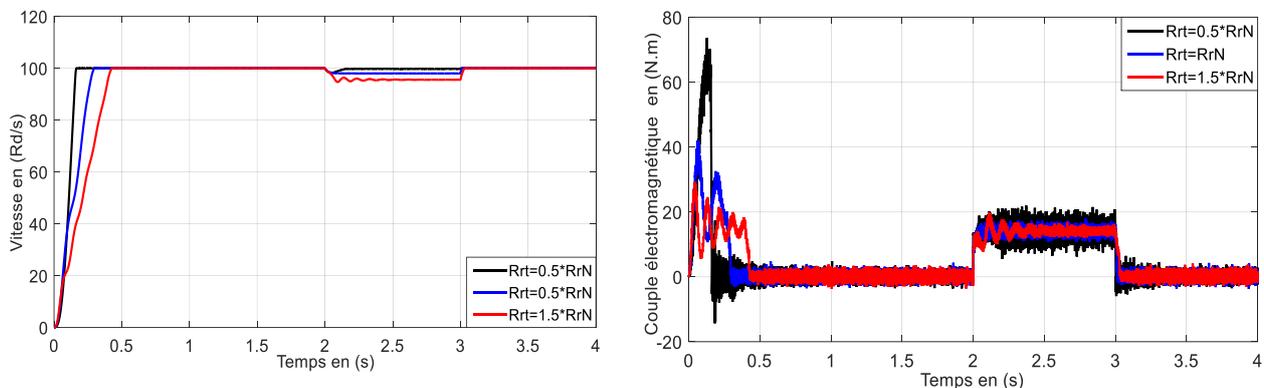
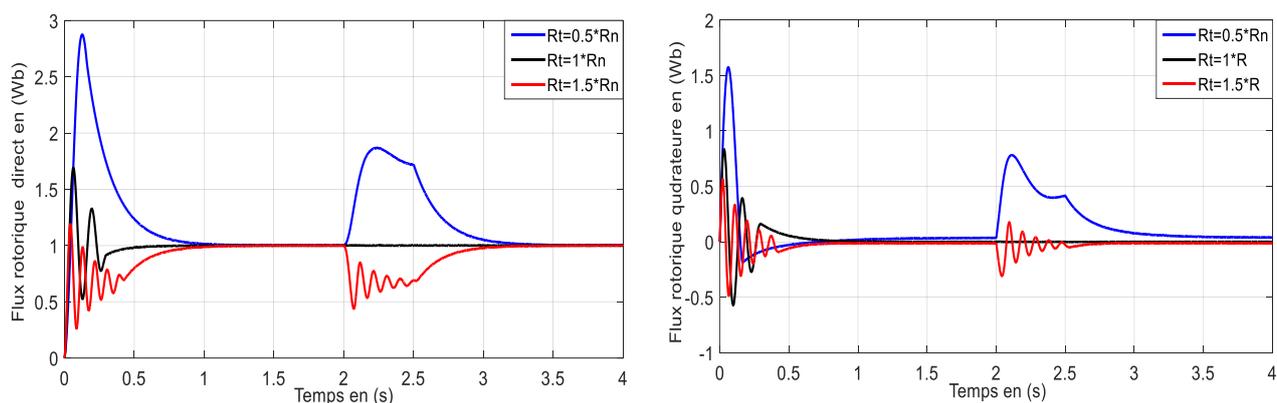


Figure (III.10.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique



Figure(III.10.b) : Les composantes des flux rotoriques direct  $\phi_{dr}$  et en quadrature  $\phi_{qr}$ .

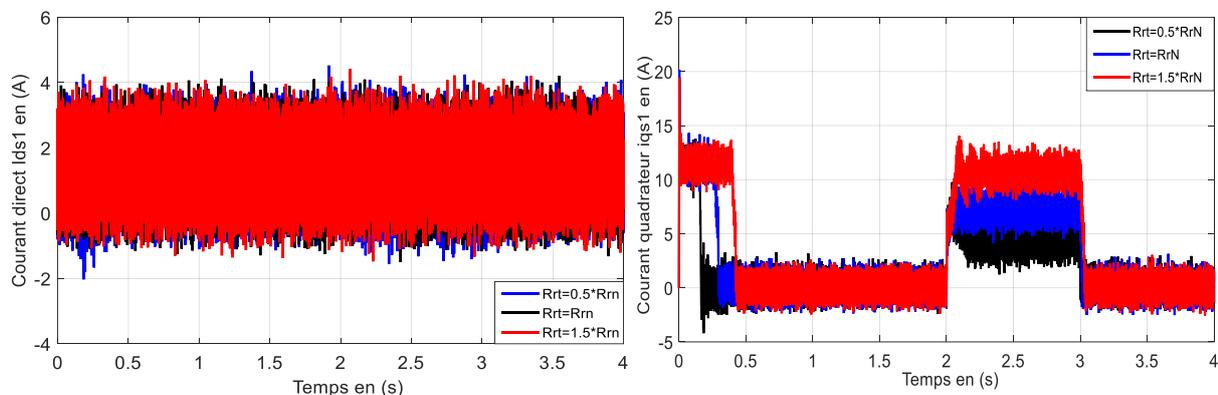


Figure (III. 10.c) : Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature  $i_{qs1}$ .

Figure (III.10): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors du test de robustesse vis à vis de moment d'inertie J.

### III.9.3.2 Robustesse-vis-à-vis de variation d'inertie

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

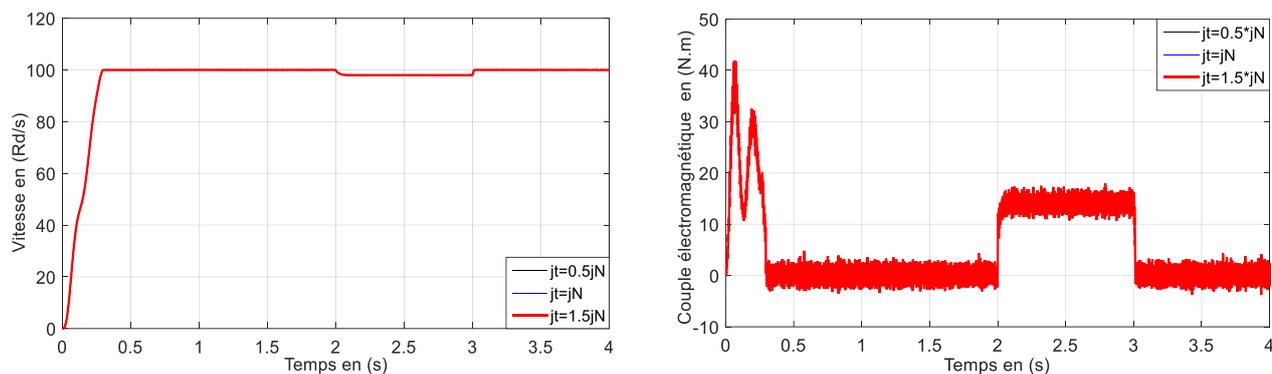


Figure (III.11.a) : Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique

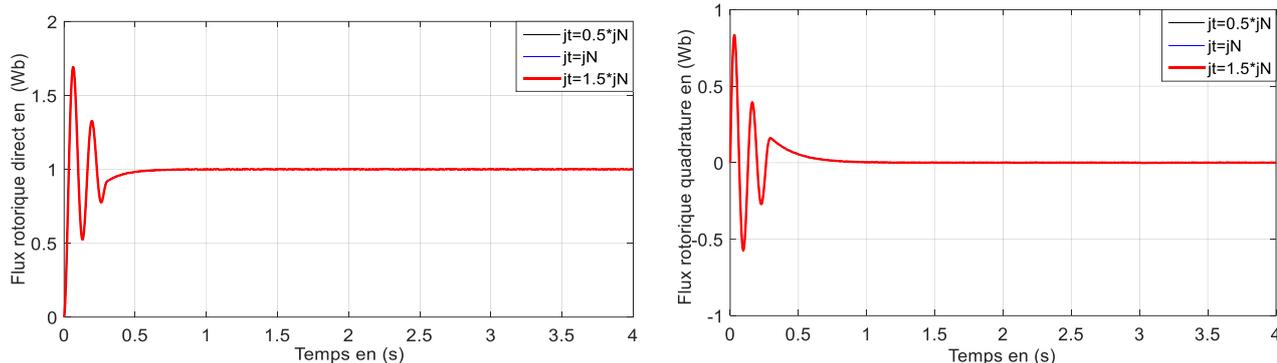


Figure (III.11.b): Les composantes des flux rotoriques direct  $\phi_{dr}$  et en quadrature  $\phi_{qr}$ .

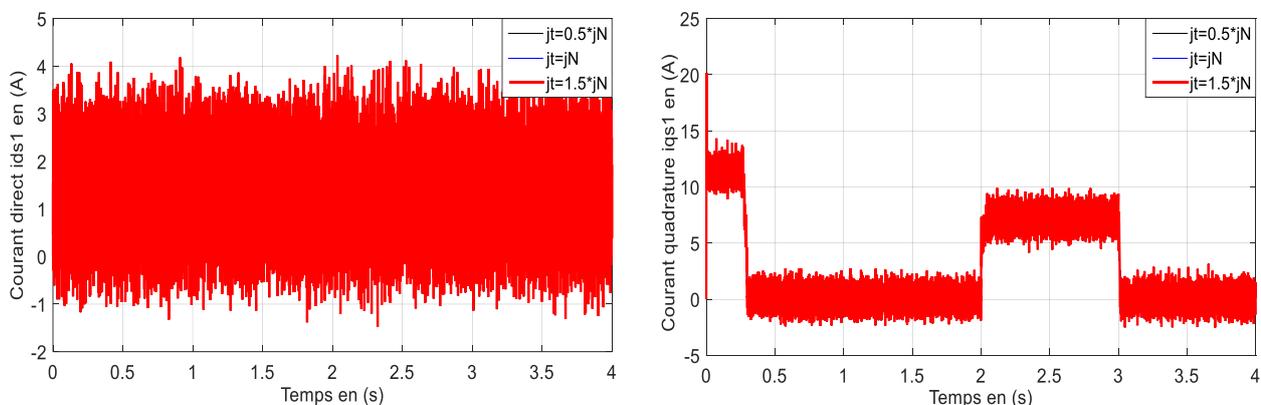


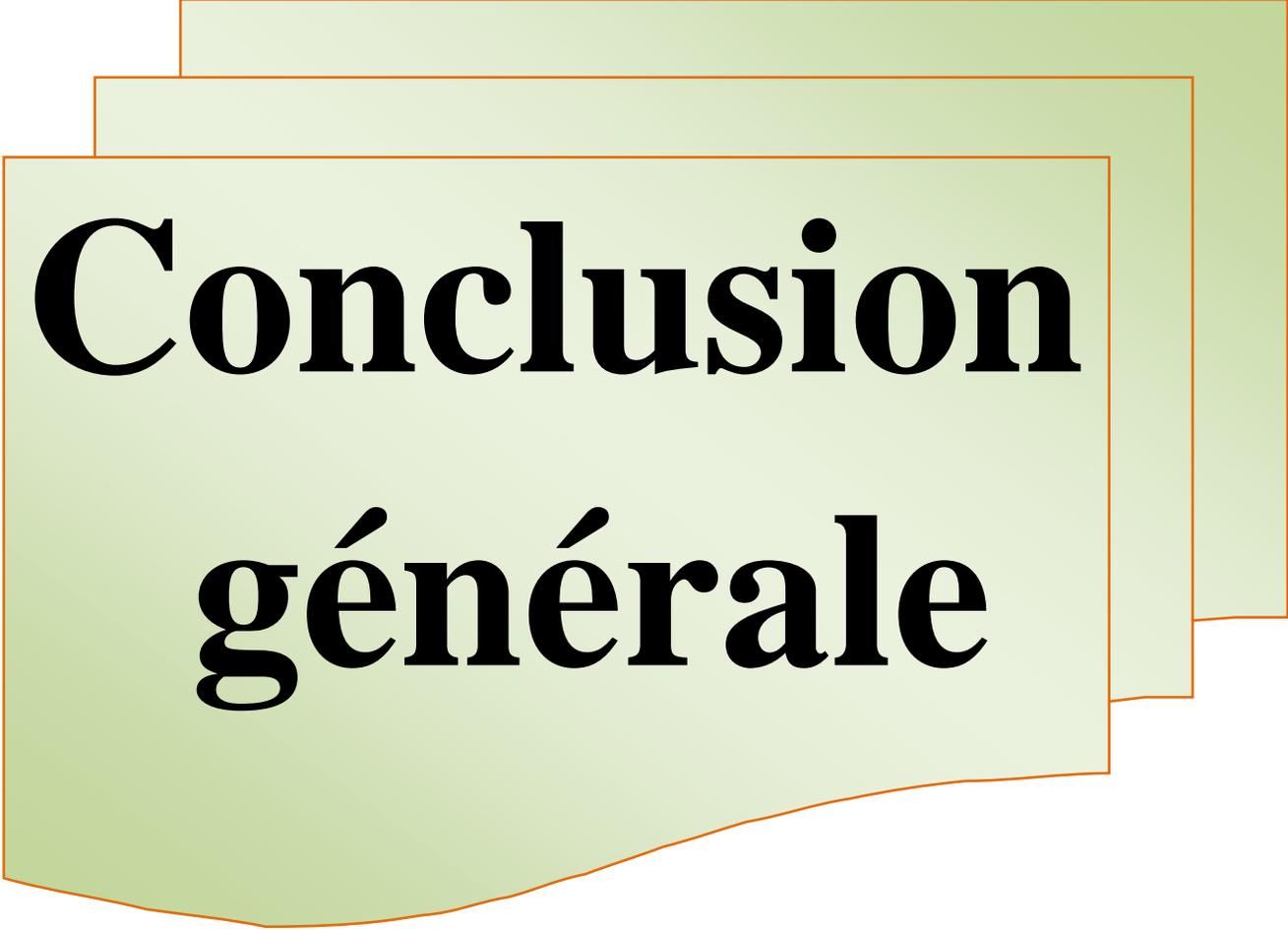
Figure (III. 11.c) : Les composantes des courants direct  $i_{ds1}$  et en quadrature et  $i_{qs1}$ .

Figure (III.11): Réponse dynamique de la machine avec application de la commande par PI-floue lors du test de robustesse vis à vis de résistance rotorique  $R_r$ .

### **III.10 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 a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine asynchrone double étoile à flux rotorique orienté, afin de régler la vitesse.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance rotorique) et non paramétrique (consigne de vitesse, couple résistant). Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie .



# **Conclusion générale**

### Conclusion générale

Dans un premier temps nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau triphasé équilibré. En utilisant les hypothèses simplificatrices, la transformation de PARK au modèle de la machine a permis de simplifier ce dernier. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge sur les différents paramètres de la MASDE.

Dans le deuxième chapitre est dédié à la commande vectorielle indirecte 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, ils montrent aussi une sensibilité aux variations paramétriques. Ceci est due aux régulateur classiques qui sont dimensionnés par les paramètres initiaux de la machine.

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 de la variation paramétrique

Actuellement, dans le domaine des grandes puissances, la MASDE est la machine multiphasée 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 logique floue, la commande adaptative, mode glissement,...

## Conclusion générale

---

- 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***

## **PARAMETRES DE L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE SIMULE**

### **A. Paramètres du moteur asynchrone à double étoile utilisé:**

<b>Valeur numérique du paramètre</b>	<b>Signification</b>	<b>Unité</b>
$R_{s1} = R_{s2} = 3.72$	Résistance statorique	[ $\Omega$ ]
$R_r = 2.12$	Résistance rotorique	[ $\Omega$ ]
$L_{s1} = L_{s2} = 0.022$	Inductance statorique	[H]
$L_r = 0.006$	Inductance rotorique	[H]
$L_m = 0.3672$	Inductance Mutuelle	[H]
$P = 1$	Nombre de paires de pôles	<b>Sans unité</b>
$f_r = 0.01$	Coefficient de frottement	[N.m. s /rd ]
$J = 0.025$	Inertie du moteur	[kg.m <sup>2</sup> ]
$F = 50$	Fréquence	[Hz]
$V/U = 220/380$	Tension nominal	[V]
$\text{Alpha} = 30^\circ$	Courant nominal	[A]
$C_r = 14$	Couple de charge nominal	[N.m]

**B. Paramètres d'onduleur contrôle par hystérise utilisé:**

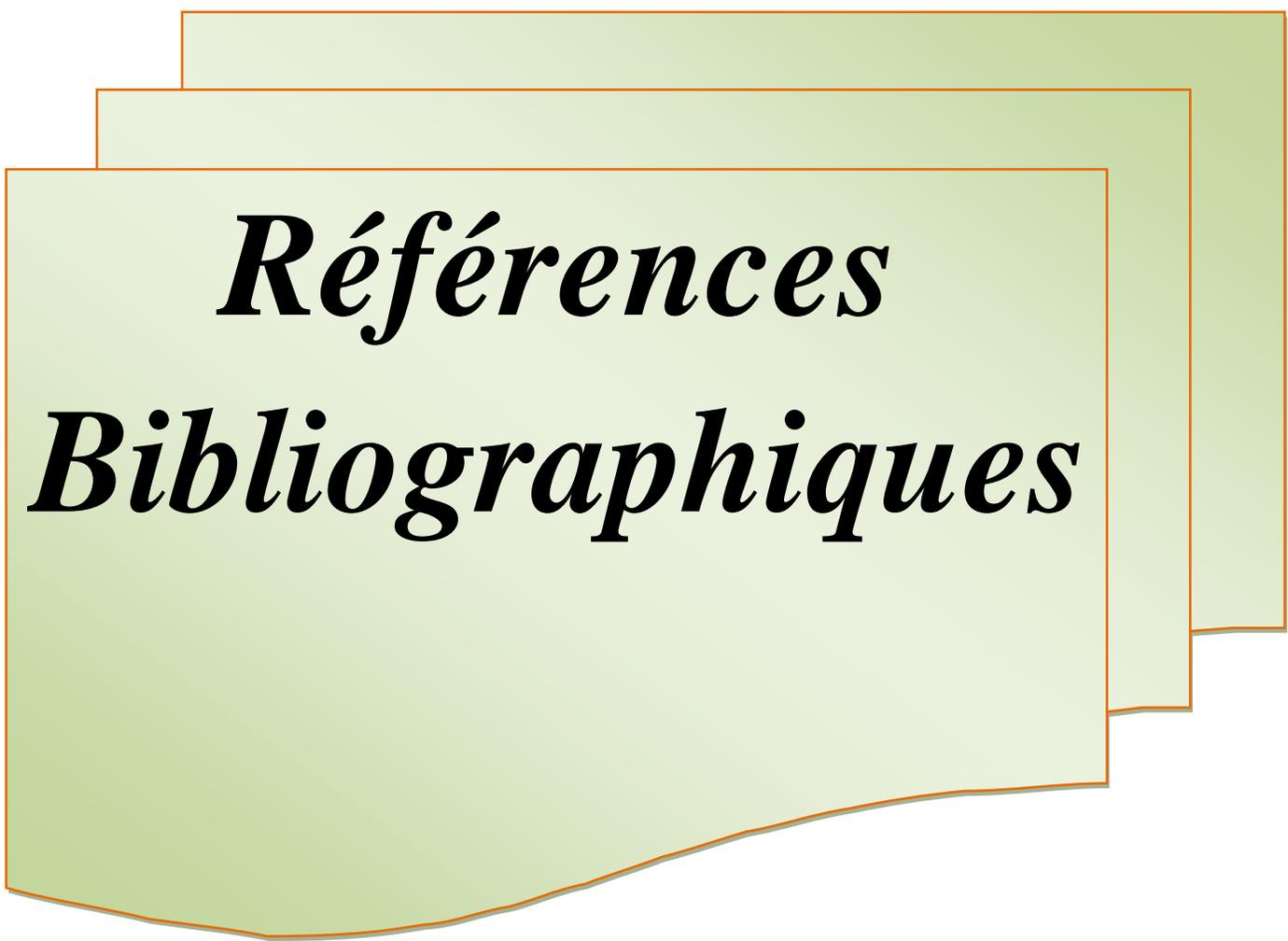
Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$E_s = 514$	Tension continue, appliquée à l'onduleur de stator	(V)
$\Delta i = 0.15$	Bande d'hystérésis des courants de l'onduleur statorique	(A)

**C. Paramètres du régulateur PI classique:**

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$K_p = 2.62$	Coefficient de proportionalités	Sans unite
$K_i = 56.25$	Coefficient d'intégration	Sans unite
$\varepsilon = 0.7$	coefficient d'amortissement	Sans unite

**D. Paramètres du régulateur PI Flou :**

Valeur numérique du paramètre	Signification	Unité
$K_e = 10$	Gain flou	Sans unite
$K_{de} = 0.5$	Gain flou	Sans unite
$K_{\Delta de} = 2 * 12.652$	Gain flou	Sans unite



***Références***  
***Bibliographiques***

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

[1]	TIR Zoheir , Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile (Modélisation , Alimentation et Commande) ,Université d'EL-Oued , Juin 2014
[2]	Dr Khodja Djalal Eddine , (Détection des defaults de l'association convertisseur moteur asynchrone double étoile par l'application des réseaux de neurones artificiels) Université de M'sila 2007
[3]	Mr Laid . KHETTACHE,(Etude et modélisation des Machines électriques double étoile) Université, Kasdi Merbah Ouargla , 2013
[4]	RADJELAI Hamoud ,( Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour argentation) ,Université Ferhat Abbas -setif-1, 2014 .
[5]	E. Merabet ,(Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile) Université –Betna-2008
[6]	A.Yahdou, (Commande et observation par mode glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique), Mémoire de Magister, Université de Chlef, 2011.
[7]	R.Abdesmed, V.Abdesmed, "Les enroulements des machines électriques", Presses Université de Batna, 1995.
[8]	D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile :modélisation, alimentation et structure", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré Nancy- 1, 2001.
[9]	F.Ghezzali, "Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile alimentation par onduleurs à trois niveaux", Mémoire de Master, Université de Batna.
[10]	A. Hadji, "Etude et conception d'un onduleur triphasé commandé par MLI", Mémoire de Master, Université de Batna, 2015.
[11]	A. Djaborebbi, "Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile", Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2013.
[12]	H. Saidi,"Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double stator", Mémoire de Master, Université de Batna, 2013.

<b>[13]</b>	M.Lakhdari, " Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogénération", Mémoire de Magister, Université de Sétif, 2014.
<b>[14]</b>	E. Bounadja, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", Mémoire de magister, Université de Chlef, 2008.
<b>[15]</b>	N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune,"Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", Courrier du Savoir, Université de Biskra, 2005.
<b>[16]</b>	Mr.Laamayd Taher « Commande d'une machine asynchrone double étoile par des techniques d'intelligences artificielles ) Université de Ouargla 2015/2016
<b>[17]</b>	Mr Laid . KHETTACHE,(Etude et modélisation d'une Machine asynchrone double étoile) Université, Kasdi Merbah Ouargla , 2013
<b>[18]</b>	M. M ELLEUCH« Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) , École doctorale : GEET,2006.
<b>[19]</b>	Mr Rachid Abdessmed « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté), Université de Batna, 2009.
<b>[20]</b>	A. BETTAHAR « Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique »Université Hassiba Benbouali de Chlef ,2011.
<b>[21]</b>	S. Rezgui, "Commande de la machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel, application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteur mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS", Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
<b>[22]</b>	S. Tamazoult , Etude comparative de l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation par un convertisseur statique AC/AC à commutation forcée et naturelle, Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Juin 2005.
<b>[23]</b>	D. Racoceanuet, D. Ould Abdeslam, “Réseaux Neuro-Flous pour la Surveillance des Systèmes”, 4ème Conférence Internationale sur l'Automatisation Industrielle, Montréal, Canada, 2003.
<b>[24]</b>	D .Ould abdeslam, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension

	”, thèse de doctorat, université de Haute-Alsace, France, 2005.
<b>[25]</b>	D .Racoceanu, “Contribution à la surveillance des Systèmes de Production en utilisant les Techniques de l’Intelligence Artificielle”, Habilitation à dirigé des recherches, université de Franche-Comté de Besançon, 2006.
<b>[26]</b>	A.Chaiba, "Commande de la Machine Asynchrone à Double alimentation par des Techniques de l’Intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat de l’université de Batna, 2010.
<b>[27]</b>	Nada Madani « Commande a structure variable d’une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI, », Thèse Doctorat de l’université de Nantes 2004.
<b>[28]</b>	H.Amimeur, «Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement,» Mémoire en Electrotechnique, Batna 2008.
<b>[29]</b>	J.Camille Barros«Applications de la logique floue à la commande optimale du Moteur Asynchrone, »Thèse de doctorat, université d’aix marseille, 2003.
<b>[30]</b>	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.
<b>[31]</b>	T .Laamayad « Fuzzy Speed Control of a Dual Star Induction Machine »,10 <sup>eme</sup> Conférence sur le génie électrique polytechnique Militaire,2017



# ***Résumé***

## Commande machine asynchrone double étoile par logique flou

**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 MADE 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 :** Machine asynchrone double étoile ( MASDE), Onduleur de tension triphasé, Commande vectorielle à orientation du flux rotorique, Régulateur PI classique, Régulateur flou, Robustesse de la commande.

### ثنائية النجمة بواسطة المنطق الغامض اللامتزامنة التحكم في آلة كهربائية

**ملخص:** تهدف هذه المذكرة إلي عرض دراسة تحكم بواسطة معدل للسرعة يعتمد علي تقنية المنطق الغامض في الماكينة 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 الماكينة 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 الماكينة. 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:** ماكينة لا متزامنة ثنائية النجمة, معدل غامض, موج جهد ثلاثي الأطوار, التدفق الدوار, معدل تناسبي و تكاملي ذو نمط كلاسيكي, معدل ذو المنطق الغامض, متانة التحكم .

### Control Of The Doubly Star Induction Machine By Using The fuzzy logic

**Abstract :** This work presents a study and control the doubly star induction machine by using fuzzy logic regulator. The supply system of this machine includes two Inverters, one for the 1st stator and the other for the 2nd stator.

-First, a mathematical model of DSIM written in an appropriate d-q reference frame is established to investigate simulations results. The control law is synthesized using PI controller based on the field oriented control. Then, a fuzzy logic control is simulated and to compare to those of a classical PI controller. Specifically fuzzy controller is created to overcome the disadvantages of the fuzzy logic. The simulations Results obtained by using Matlab environment gives that the Fuzzy control more robust, also it has superior dynamics performances. The results and test of robustness will be presented.

**Key words:** DSIM Doubly star induction machine, Three phase voltage source inverter, Field oriented control, PI conventional, Fuzzy-logic, Robustness of the control.