

---

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A .Mira – BEJAIA

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique



جامعة بجاية  
Tasdawit n'Bgayet  
Université de Béjaïa

*Projet de Fin d'Etudes*

*pour l'obtention du titre :*

*Master en Electrotechnique*

*Option*

*Commande Electrique*

*Thème*

**COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE  
D'UNE  
MACHINE ASYNCHRONE**

**Présenté par :**

**M<sup>r</sup>. MEZIANI Naim**

**M<sup>r</sup>. CHALLAL Ghilas**

**Encadré par :**

**M<sup>r</sup>. H.Amimeur**

---

**Promotion 2013/2014**

# Remerciements



*On tient à remercier en premier lieu, le bon Dieu le tout puissant qui nous a donné la force, la santé et le courage pour avoir mené à terme nos études;*

*Nos remerciements s'adressent à M<sup>me</sup> Abdgeli d'avoir accepté de présider le jury et d'examiner notre travail.*

*Nos remerciements s'adresse aussi à Monsieur fella.b d'avoir accepté d'examiner notre travail.*

*Nous tenons à exprimé notre profonde gratitude à Monsieur AMIMEUR.H pour l'aide, le suivi et les conseils qu'il a prodigué tout au long de ce travail ;*

*Enfin nos remerciements s'adressent plus particulièrement à nos familles et nos amis(es) qui ont su nous soutenir, nous encourager, nous aider et nous supporter*



*Naim et ghilas*

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail ;*

*A ceux qui m'indiquent la bonne voie en me rappelant que la  
volonté fait toujours les grands hommes...*

*A mes très chers parents ZAHIR et NORA*

*A mes frères FERMUS, MESUPSA et SYPHAX*

*A mes sœurs MONIA, LYDIA, NAIMA et NARIMANE*

*A toute la famille MEZIANI*

*A mon cher collègue GHILAS*

*A mon cher ami REDHA*

*A toute la promotion d'Electrotechnique 2014*

*A mes copains de chambre AMIROCHE, GHILAS et HOCINE*

*A mes amis HAKIM, RAFIK, LARBI, NACER et NABIL*

*A HCINOUCHE et LILIANE*

*Sans oublier ma future femme KATIA qui m'ouvre toujours les portes de  
la joie ainsi qu'elle m'a soutenu pendant tout mon travail.*

*A la mémoire de ma grande mère MELKHIR  
qui nous a quitté et qui restera toujours  
dans mon cœur*

*AAAM*



# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Ma très chère mère et mon très cher père pour leurs soutiens,  
leurs patiences et leurs confiances.*

*Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour  
tout ce qu'ils font pour moi*

*« que Dieu vous garde et vous bénisse ».*

*Mes très chers frères : samir, farhat, taib, zahir*

*Mes sœurs : wahiba, nawel, samia*

*Toute ma grande famille CHALLAL ET BELABAS*

*A Mon cousin youcef*

*A Tous mes amis (es) : moumen, fastah, atman, khaled, lamine  
smail, malik, brahim, samir*

*A Toute la Promotion Électrotechnique 2014*

*Sans oublier MEZIANI Naim mon frère dans la réalisation de  
ce travail.*

*E. CHALLAL*

# *Sommaire*

# Sommaire

---

## Sommaire

Introduction générale. . . . .	1
<b>Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone</b>	
I.1 Introduction. . . . .	3
I.2 Historique. . . . .	3
I.3 Constitution de la machine asynchrone. . . . .	5
I.3.1 Stator. . . . .	5
I.3.2 Rotor. . . . .	6
I.3.2.1 Rotor bobiné. . . . .	6
I.3.2.2 Rotor à cage. . . . .	7
I.3.2.3 Rotor à double cage. . . . .	8
I.3.2.4 Rotor à encoches profondes. . . . .	8
I.3.3 Organes mécaniques. . . . .	9
I.4 Principe de fonctionnement. . . . .	9
I.5 Cheminement de la puissance active. . . . .	11
I.5.1 Rendement. . . . .	12
I.5.2 Pertes Joule dans le rotor. . . . .	12
I.5.3 Puissance mécanique. . . . .	12
I.5.4 Couple du moteur. . . . .	13
I.6 Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. . . . .	14
I.7 Conclusion. . . . .	14
<b>Chapitre II : Modélisation de la MAS et de l'onduleur</b>	
II.1 Introduction. . . . .	15
II.2 Modèle mathématique de la MAS. . . . .	15
II.2.1 Hypothèses simplificatrices. . . . .	16
II.2.2 Equation électrique. . . . .	17
II.2.3 Equation magnétique. . . . .	18
II.2.4 Equation mécanique. . . . .	19
II.3 Modèle de Park de la machine asynchrone. . . . .	20
II.3.1 Transformation de Park. . . . .	21
II.3.2 Puissance absorbée et couple électromagnétique. . . . .	24
II.3.3 Résultats de simulation. . . . .	25
II.4 Alimentation de la MAS par onduleur de tension MLI. . . . .	30
II.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension MLI. . . . .	31
II.4.2 Contrôle de la tension par modulation de la largeur d'impulsion MLI. . . . .	33
II.4.3 Stratégie de commande sinus-triangle. . . . .	34
II.5 Conclusion. . . . .	36

# Sommaire

---

## **Chapitre III** : Commande par la logique floue d'une MAS

III.1	Introduction. . . . .	37
III.2	Historique de la logique floue. . . . .	37
III.3	Principe de la logique floue. . . . .	38
III.4	La théorie des sous-ensembles flous . . . . .	39
III.4.1	Propriétés des opérations sur les sous-ensembles. . . . .	39
III.4.2	Variable linguistiques. . . . .	41
III.4.3	Opérations sur les ensembles flous. . . . .	41
III.4.4	Fonction d'appartenance. . . . .	42
III.5	Raisonnement flou. . . . .	43
III.6	Implication floue. . . . .	44
III.7	Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue. .	44
III.8	Structure générale d'un système flou. . . . .	45
III.9	Régulateur flou. . . . .	46
III.9.1	Interface de fuzzification. . . . .	47
III.9.2	Base des règles et inférence floue. . . . .	49
III.9.3	Défuzzification. . . . .	50
III.10	Orientation du flux rotorique. . . . .	52
III.11	Réglage de la vitesse par régulateur flou. . . . .	54
III.12	Régulateur flou de courant. . . . .	56
III.13	Simulations et interprétation des résultats. . . . .	56
III.14	Conclusion. . . . .	65
	Conclusion générale. . . . .	66

*Notations*

*Et*

*Symboles*



## Notations et Symboles

### Paramètres de modélisation de la machine

$R_s$ : Résistance statorique par phase

$R_r$ : Résistance rotorique par phase

$p$ : Nombre de paires de pôles

$J$ : Moment d'inertie des parties tournantes

$f$ : Coefficient de frottements visqueux

$C_{em}$ : Couple électromagnétique

$C_r$ : Couple résistant

$f_s$ : fréquence synchronisée

$[L_s]$ : Matrice d'inductances statoriques

$[L_r]$ : Matrice d'inductances rotoriques

$[M_{sr}]$ : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor

$M_{sr}$ : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

### Repères

$a_s, b_s, c_s$ : trois phases du stator

$a_r, b_r, c_r$ : trois phases du rotor

$d, q$ : Les axes du référentiel de park

$\theta_r$ : L'angle du rotor entre  $a_r$  et  $d$

$\theta_s$ : L'angle du stator entre  $a_s$  et  $d$

$\theta$ : L'angle entre les axes  $a_s$  et  $a_r$

## Grandeurs électriques du stator

$V_s$  *as bs cs* : Tension statorique des phases *as, bs* et *cs*

$V_{sd}$  : Tension statorique sur l'axe d

$V_{sq}$  : Tension statorique sur l'axe q

$i_s$  *as bs cs* : Courant statorique des phase *a, b, c*

$i_{sd}$  : Courant statorique sur l'axe d

$i_{sq}$  : Courant statorique sur l'axe q

## Grandeurs magnétiques du stator

$\Phi_s$  *as bs cs* : Flux statorique des phases *as, bs, cs*

$\Phi_{sd}$  : Flux statorique sur l'axe d

$\Phi_{sq}$  : Flux statorique sur l'axe q

## Grandeurs électriques du rotor

$V_r$  *ar br cr* : Tension rotorique des phase *ar, br, cr*

$i_r$  *ar br cr* : Courant rotorique des phase *ar, br, cr*

$V_{rd}$  : Tension rotorique sur l'axe d

$V_{rq}$  : Tension rotorique sur l'axe q

$i_{rd}$  : Courant rotorique sur l'axe d

$i_{rq}$  : Courant rotorique sur l'axe q

## Grandeurs magnétiques du rotor

$\Phi_r$  *ar br cr* : Flux rotorique des phase *ar, br, cr*

$\Phi_{rd}$  : Flux rotorique sur l'axe d

$\Phi_{rq}$  : Flux rotorique sur l'axe q

# Notations et Symboles

---

## Grandeurs mécaniques

$\Omega$  : Pulsation mécanique

$\omega_s$  : Pulsation électrique statorique

$\omega_r$  : Pulsation électrique rotorique

## Puissance

$P_e$  : Puissance active de la MAS

$P_m$  : Puissance mécanique

$P_{jr}$  : Perte Joule rotorique

$P_{js}$  : Perte Joule statorique

$\eta$  : Rendement de la MAS

## Symboles techniques

MOSFET : Metal Oxide Semi conductor Field Effect Transistor

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

RLF : Régulateur Logique Floue

MAS : Machine ASynchrone

*Liste*  
*des*  
*figures*

## Listes des figures

I.1	Moteur asynchrone triphasé en coupe. . . . .	5
I.2	Photo du stator d'une machine asynchrone. . . . .	6
I.3	rotor à cage. . . . .	8
I.4	Cheminement de la puissance active dans un moteur asynchrone triphasé. . . . .	12
II.1	Représentation spatiale des enroulements de la MAS. . . . .	15
II.2	Modèle de Park de la MAS . . . . .	19
II.3	Représentation des axes de la machine. . . . .	21
II.4	Résultats de simulation de vitesse, couple électromagnétique et flux de la MAS à vide. . . . .	27
II.5	Résultats de simulation des courants ( $i_{as}, i_{ds}, i_{qs}$ ) de la MAS à vide. . . . .	28
II.6	Résultats de simulation de vitesse, couple électromagnétique et flux de la MAS en charge. . . . .	29
II.7	Résultats de simulation des courants ( $i_{as}, i_{ds}, i_{qs}$ ) de la MAS. . . . .	30
II.8	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux et sa charge . . . . .	31
II.9	Modulation de la largeur d'impulsion MLI. . . . .	34
II.10	Principe de la commande par MLI sinus-triangle. . . . .	35
III.1	Représentation des fonctions d'appartenance de T. . . . .	41
III.2	Forme des fonctions d'appartenance usuelles. . . . .	43

## Listes des figures

---

III.3	Structure générale d'un système basé sur la logique floue. . . . .	45
III.4	Schéma de principe de la régulation floue (FLC). . . . .	47
III.5	Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance. . . . .	48
III.6	Défuzzification par valeur maximum. . . . .	50
III.7	Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées. . . . .	51
III.8	Schéma du défluxage . . . . .	54
III.9	Schéma bloc d'un régulateur floue (FLC). . . . .	54
III.10	Schéma bloc de régulation flou à gain fixe de la vitesse par la méthode indirecte. . . . .	56
III.11	Résultats de simulation de pulsation rotorique, et Couple électromagnétique et flux de la MAS. . . . .	58
III.12	Résultats de simulation des courants statoriques ( $i_{as}$ , $i_{ds}$ , $i_{qs}$ ) de la MAS . . . . .	59
III.13	Résultats de simulation de pulsation rotorique, couple et flux électromagnétique du test 1. . . . .	61
III.14	Résultats de simulation des courants statoriques ( $i_{as}$ , $i_{ds}$ , $i_{qs}$ ) de la MAS du test 1. . . . .	62
III.15	Variation du moment d'inertie de la MAS du test 2. . . . .	62
III.16	Résultats de simulation de pulsation rotorique, couple électromagnétique et flux du test 2. . . . .	63
III.17	Résultats de simulation des courants statoriques ( $i_{as}$ , $i_{ds}$ , $i_{qs}$ ) de la MAS du test 2. . . . .	64

# *Introduction générale*

## Introduction générale

Un actionneur électrique à vitesse variable est composé principalement d'un convertisseur, d'une électronique de commande et d'une machine électrique.

L'électronique de puissance est aujourd'hui un domaine en pleine expansion pour lequel de multiples topologies de convertisseurs existent afin de répondre aux besoins croissants des industriels. Les applications de moyennes puissances font appel la plupart du temps à des commutateurs IGBT ou à des MOSFET. Des développements importants dans le domaine des convertisseurs résonants sont toujours d'actualité. Les performances exigées par les moteurs électriques dans les applications industrielles sont largement variables, ils doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple). Ainsi le contrôle rapide et approprié du couple permet d'adapter le moteur aux exigences imposées [1]. Le modèle du moteur asynchrone est associé à un système multivariable car le couple et le flux sont fortement couplés et dépendent à la fois des courants statoriques et rotoriques c'est pourquoi le contrôle du couple (vitesse et position) exige le contrôle simultané de plusieurs variables et nécessairement un découplage fictif entre le flux et le couple. Les systèmes classiques de commande par orientation du flux sont toujours d'actualité, de même la technique de contrôle vectorielle est celle qui donne les meilleures performances, avec une dynamique proche de celle des moteurs à courant continu. Néanmoins, cette technique exige la connaissance de la position du rotor, d'où la nécessité d'implanter des capteurs de position qui sont coûteux et diminuent la fiabilité du système [2]. L'intérêt de la communauté scientifique pour piloter les machines électriques a donné lieu à de nombreux développements. Nous pouvons ainsi citer : la commande par la logique floue développée initialement pour les machines asynchrones, la nature, naturellement variée, du comportement du moteur nous a conduit à prêter une attention particulière à la robustesse de cette commande. En effet, la robustesse est, à notre sens, une qualité fondamentale que doit avoir la commande pour susciter un intérêt industriel.



## Introduction générale

---

L'expérience a montré que le savoir faire de l'homme peut être considéré comme un contrôleur robuste non linéaire dans une boucle de régulation.

Cette stratégie de contrôle humain intègre la connaissance du processus ; Celui-ci peut prendre donc une action de contrôle face à une non linéarité [4]. Ainsi le deuxième type de régulation sera réalisé avec un contrôleur flou qui peut être considéré comme un cas de commande expert reposant sur les jugements de l'être humain représentant un mécanisme souvent incertain [5].

La majorité des études ont prouvées la robustesse du contrôleur flou en relation avec la variation de la dynamique du système à commander et en comparaison avec un régulateur conventionnel PI, ce dernier présente un temps de montée faible et un dépassement limité [2].

### **Objectifs :**

Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la commande par la logique floue d'un moteur asynchrone à cage et qui fera l'objet de trois chapitres :

- Le premier chapitre sera consacré à la présentation de quelques généralités sur la machine asynchrone à cage, notamment sa constitution et le principe de fonctionnement.
- Dans Le deuxième chapitre, on présentera le cheminement de la modélisation de la machine asynchrone pour un système triphasé en suite système biphasé (d. q) et la modélisation de l'onduleur MLI à deux niveaux.
- Le dernier chapitre, fera l'objet de l'application d'une commande occupant une importante place parmi les commandes d'intelligences artificielles, nommée commande par la logique floue.

Et on terminera notre travail par une conclusion générale.

*Chapitre I*  
*Généralités*  
*sur*  
*La machine*  
*asynchrone*

*Chapitre II*  
*Modélisation de la*  
*MAS*  
*et de l'onduleur*

## II.1-Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande et de l'observation de son état interne. La machine asynchrone est de nature triphasée mais sous certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons passer à une représentation biphasée équivalente, réduisant ainsi la complexité du modèle.

Ce chapitre est organisé en trois parties principales. La première partie est consacrée au modèle mathématique de la MAS. La seconde partie présente la transformation de Park qui permet d'obtenir un modèle de connaissance biphasé de la machine. Dans la troisième partie, nous donnons le modèle de l'onduleur MLI.

## II.2-Modèle mathématique de la MAS

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de  $120^\circ$ , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écurie ou formé de trois bobines. La FIG II.1 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques [2]:

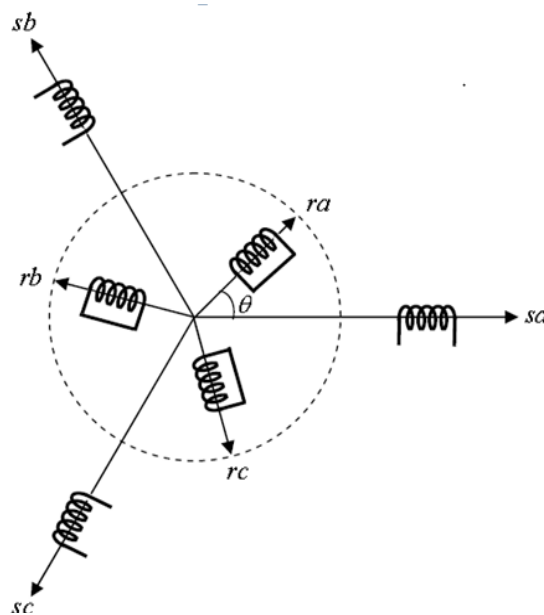


FIG.II.1 Représentation spatiale des enroulements de la MAS

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs  $sa$ ,  $sb$ ,  $sc$ , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe  $sa$  est souvent considéré comme référence, et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator.

### II.2.1-Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- Nous supposons que nous
- travaillons en régime non saturé ;
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux ;
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié ;

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques ;

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme le montre la FIG.II.1. Elle est munie de six enroulements :

- Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de  $120^\circ$  et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

D'où  $\theta$  l'angle électrique entre la phase a statorique est la phase a rotorique.

- Machine équilibré (symétrique).

### II.2.2-Equation électrique

Les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle comme le permet la loi de Faraday suivante [2] :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II-1})$$

Pour les trois phases on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (\text{II-2})$$

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

### II.2.3-Equation magnétique

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre). Exemple de la phase  $a$  statorique :

$$\Phi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{II-5})$$

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

En matriciel

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Cette matrice des inductances fait apparaître quatre sous matrices

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abcs} \\ \Phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix}; \text{ Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II-7})$$

$l_s$  : est l'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$  : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

$m_s$ : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$m_r$ : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$m_1, m_2$  et  $m_3$  : sont les inductances mutuelles entre phase statorique et rotorique.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Avec :

$M_{sr}$  : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$[M_{sr}]$  : matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

$\theta$  : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisi comme axes de références.

On obtient finalement

$$[V_{abcs}] = [R_s] \times [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \times [i_{abcs}] + [M_{sr}] \times [i_{abcr}] \} \quad (\text{II-9})$$

$$[V_{abcr}] = [R_r] \times [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] \times [i_{abcr}] + [M_{sr}]^T \times [i_{abcs}] \}$$

### II.2.4-Equation mécanique

L'expression de l'équation mécanique est

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega \quad (\text{II-10})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = p [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] \frac{d}{dt} [M_{sr}] \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II .11})$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie du rotor

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.



$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

### II.3-Modèle de Park de la machine asynchrone

Afin d'obtenir des coefficients linéaires dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel. Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme le montre la FIG.II.2 [3].

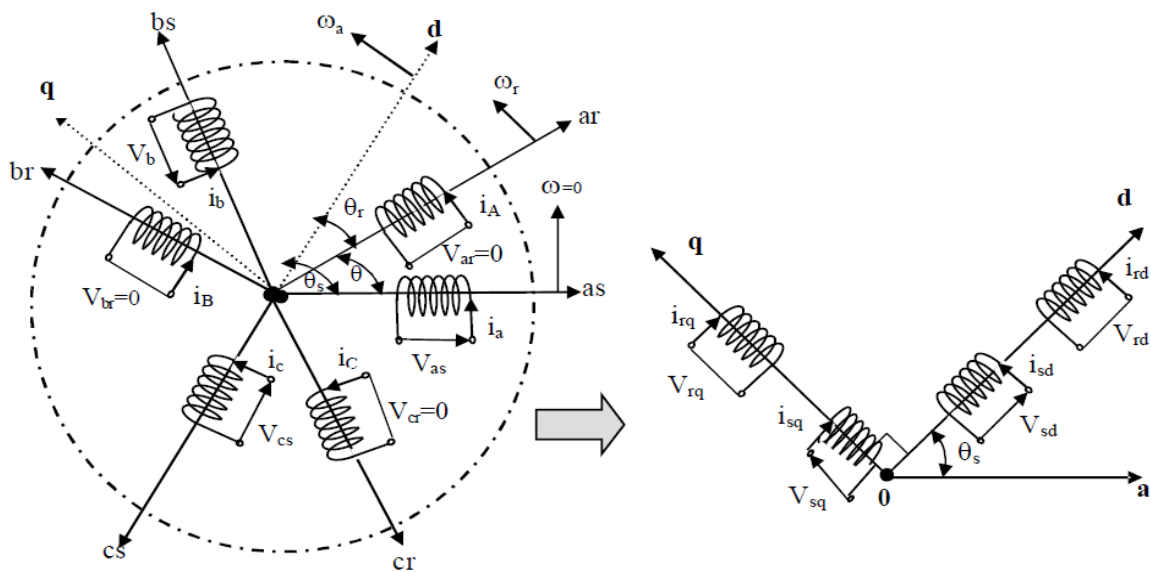


FIG.II.2 Modèle de Park de la MAS

### II.3.1-Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère **abc** vers le repère mobile **d,q**. Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par  $\theta_s$  (respectivement par  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (respectivement rotoriques) (FIG.II.3), ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation [3]:

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (\text{II.12})$$

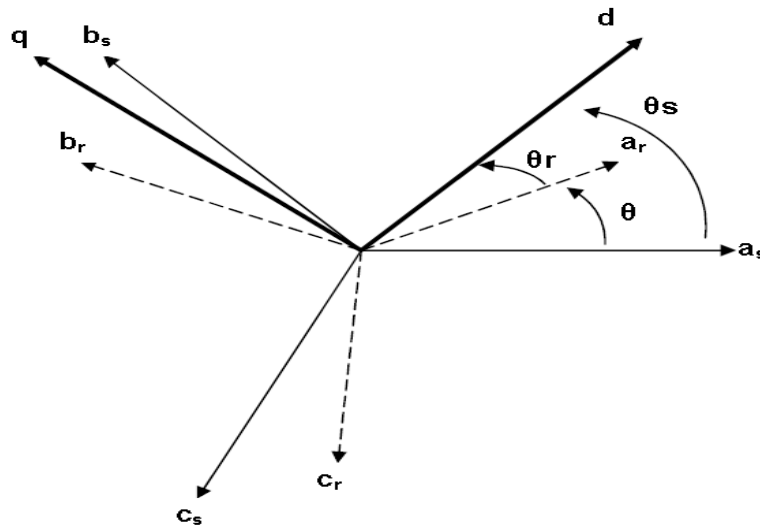


FIG.II.3 Représentation des axes de la machine

Les amplitudes directe (**d**) et en quadrature (**q**) des grandeurs statoriques et rotoriques sont l'angle  $\rho$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation,  $\rho = \theta_s$  pour le champ tournant et,  $\rho = \theta_r$  pour le rotor.

La transformation de Park (d, q) peut être également obtenue à partir des grandeurs triphasées (abc), et en faisant une rotation de l'angle  $\rho$ , le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P] \times \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

$[P]$  : est la matrice de Park, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dqs} \\ \Phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Avec :

$$L_s = l_s - m_s \quad : \text{Inductance cyclique du stator.}$$

$$L_r = l_r - m_r \quad : \text{Inductance cyclique du rotor.}$$

$$M = \frac{3}{2} m_{sr} \quad : \text{Inductance cyclique mutuelle stator- rotor.}$$

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \Phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

Et les équations aux tensions selon Park lié au champ tournant sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_{gl} \Phi_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_{gl} \Phi_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

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

En introduisant le système d'équations (II.16) dans (II.17), et en posant et  $P = \frac{d}{dt}$  (opérateur de la place), on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s P i_{ds} + M P i_{dr} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s P i_{qs} + M P i_{qr} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + L_r P i_{dr} + M P i_{ds} - \omega_{gl} (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + L_r P i_{qr} + M P i_{qs} + \omega_{gl} (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & -\omega_{gl} M & R_r & -\omega_{gl} L_r \\ \omega_{gl} M & 0 & \omega_{gl} L_s & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Par suite :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_s & 0 & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

$$-\omega_{gl} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.18) sous forme d'équation d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}\{[B][U] + \omega_{gl}[C][I] - \omega_s[D][I] - [R][I]\} \quad (\text{II.19})$$

Tel que :

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}; [\dot{I}] = P[I];$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad [D] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### II.3.2-Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par le MAS selon le système d'axes (d,q), tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par [8] :

$$P_a = V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  par leurs expressions (II.16) dans (II.20),

On aura :

$$P_a = \{R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)\} + \left\{i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt}\right\} + \{\omega_s(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})\} \quad (\text{II.21})$$

L'expression (II.21) se compose de trois termes :

- le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- le second représente la variation de l'énergie électromagnétique ;
- le dernier terme est la puissance électromagnétique ( $P_{em}$ ).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = p \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.22})$$

L'expression du couple est donnée par la forme suivante:

$$C_{em} = p(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant les flux  $(\phi_{ds}, \phi_{qs})$  donnés par la relation (II.16) dans la relation (II.23), on obtient :

$$C_{em} = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant les courants rotoriques par leurs expressions (II.16) :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (\text{II.25})$$

### II.3.3-Résultats de simulation

La simulation a été effectuée sous environnement MATLAB/SIMULINK sur le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

Les FIG. (II.4 et II.5) illustrent les résultats obtenus pour un démarrage à vide, selon les graphes, on remarque:

Lors du démarrage de la machine l'allure de la vitesse n'est pas régulièrement croissante mais a tendance à osciller tout en augmentant en valeur moyenne ce qui est dû à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement du flux qui sont faibles. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au bout de 0.125 secondes.

La valeur du couple  $C_{em}$  présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes dont le calcul dépend de la saturation. Ces pulsations traduisent le bruit engendré par la partie mécanique.

On remarque aussi un fort appel du courant, il est de l'ordre de 04 fois le courant nominal au démarrage.

Les FIG. (II.6 et II.7) présentent les résultats de simulation lorsque le moteur fonctionne en charge entre  $t=[0.75s,1.75s]$ , on constate :

En appliquant la charge  $C_r= 10N.m$  à partir de l'instant  $t = 0.75s$ , on constate que la vitesse et les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent respectivement à  $\omega_r= 147.5 \text{ rad/s}$  (FIG.II.6),  $i_{ds}= - 4.59 \text{ A}$  et  $i_{qs}= - 5.23 \text{ A}$  (FIG.II.7) par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique (FIG.II.6), les courants statoriques et par les flux rotoriques selon (d,q), qui se stabilisent respectivement à  $C_{em} = 11.19 \text{ N.m}$  (légèrement supérieur au couple de charge),  $i_{as} = 5.67 \text{ A}$  (FIG.II.7)  $\phi_{dr} = -1.051 \text{ Wb}$  et  $\phi_{qr} = 0.097 \text{ Wb}$  (FIG.II.6).

Par contre, après l'enlèvement de la charge au delà de l'instant  $t = 1.75s$ , les performances de la machine asynchrone sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide (avant l'application de la charge).

a-A vide

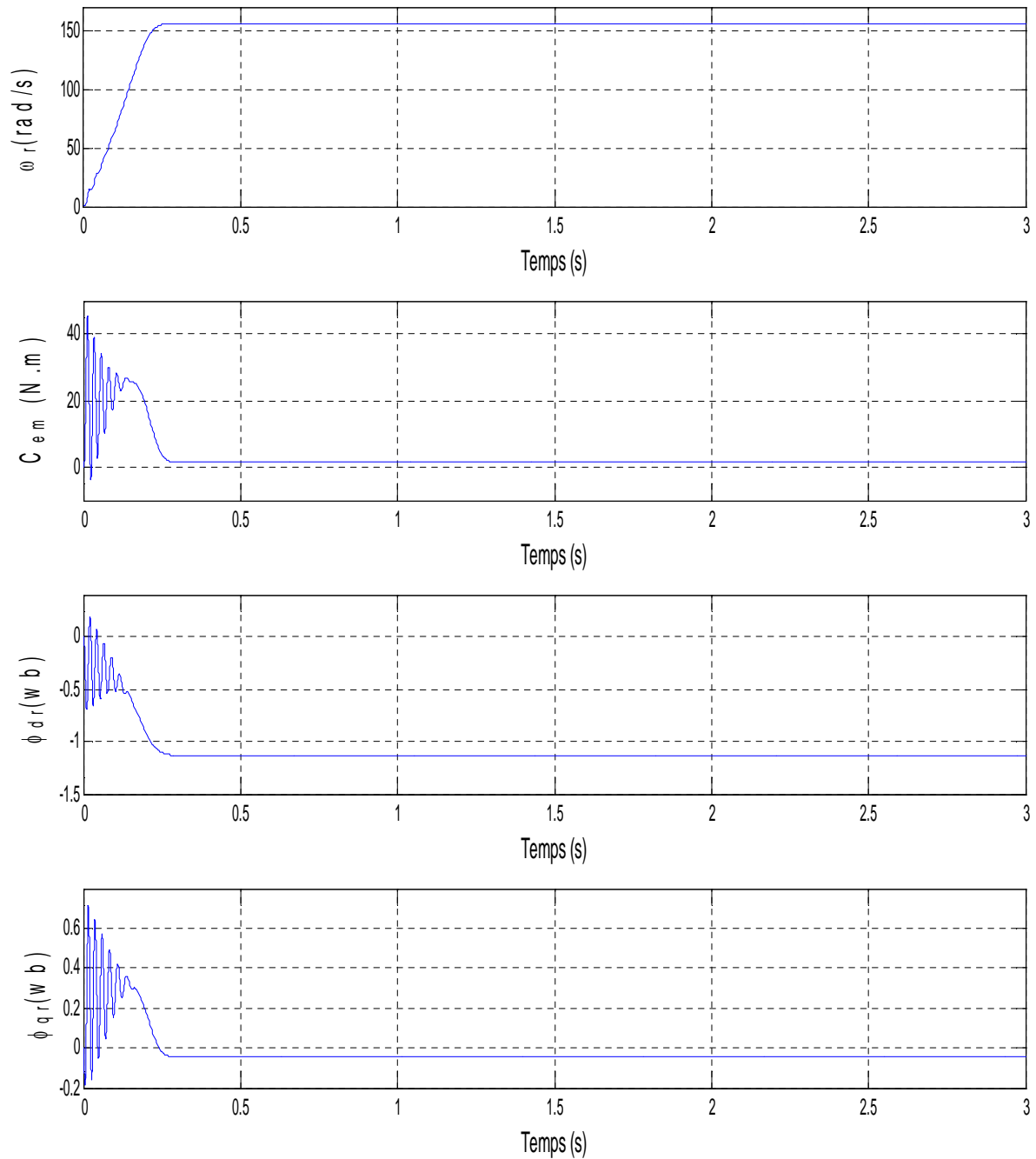


FIG.II.4 Résultats de simulation de vitesse, couple électromagnétique et flux de la MAS a vide



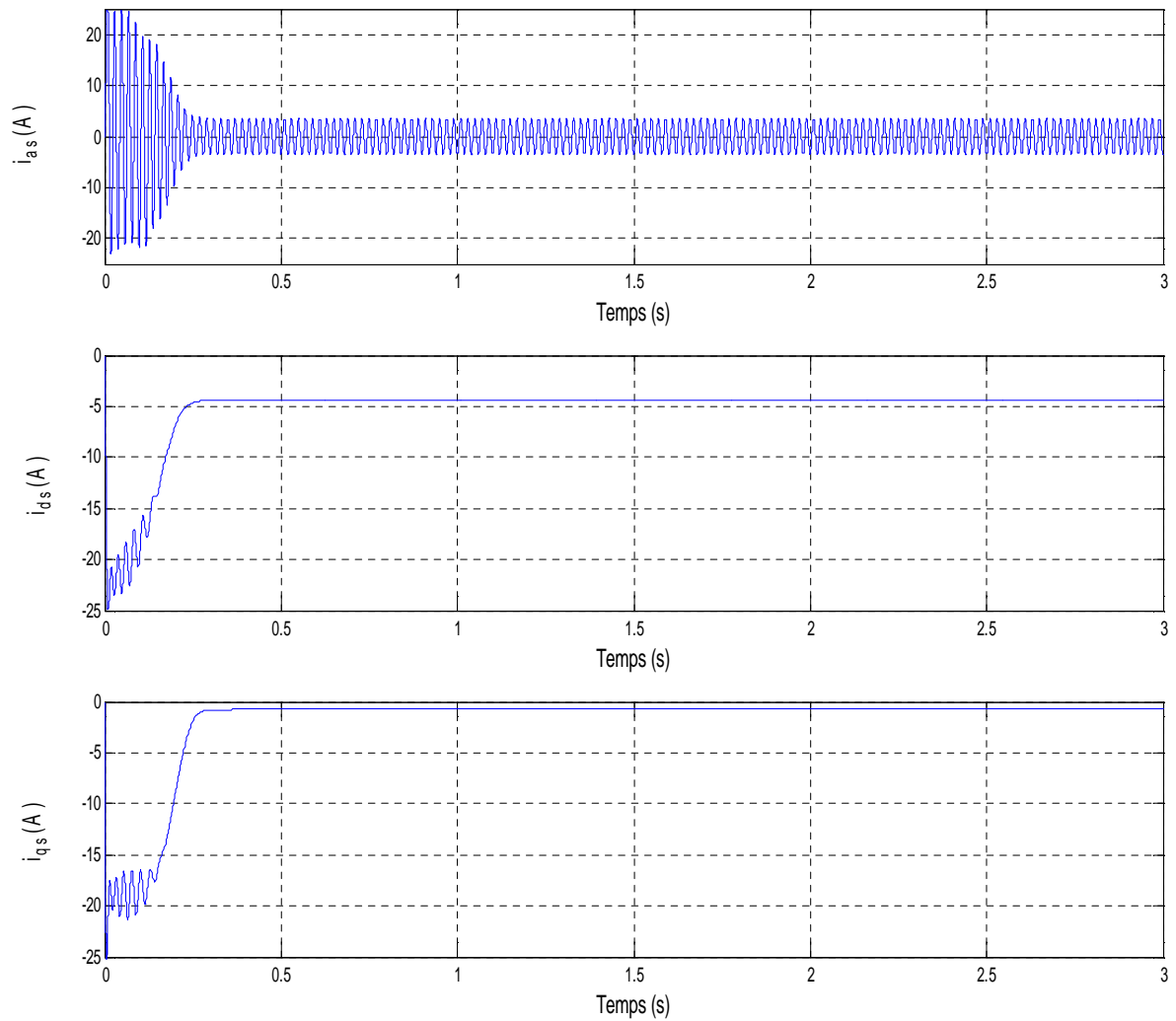


FIG.II.5 Résultats de simulation des courants ( $i_{as}, i_{ds}, i_{qs}$ ) de la MAS a vide

b- En charge

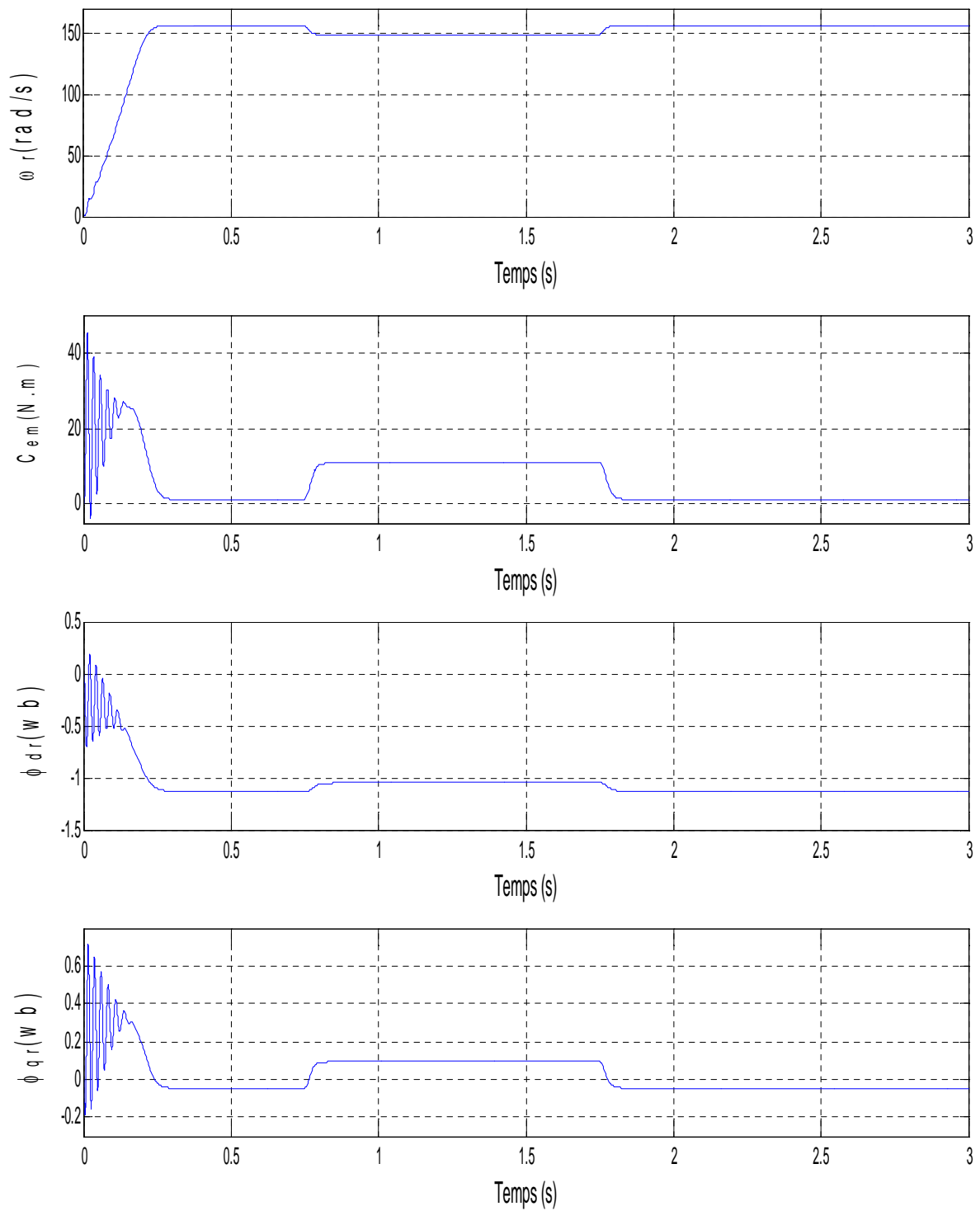


FIG.II.6 Résultats de simulation de vitesse, couple électromagnétique et flux de la MAS en charge

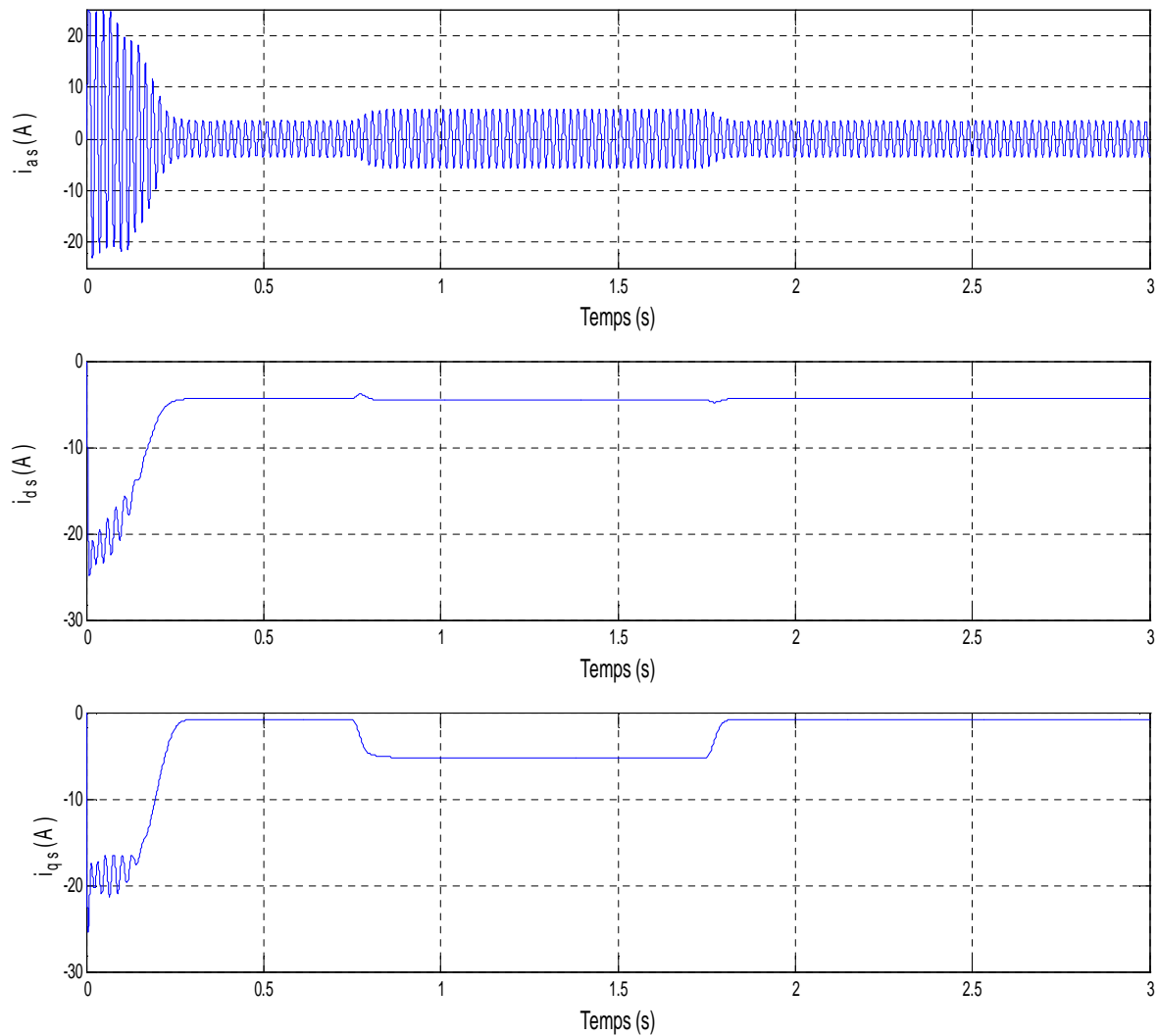


FIG.II.7 Résultats de simulation des courants ( $i_{as}, i_{ds}, i_{qs}$ ) de la MAS en charge

## II.4-Alimentation de la MAS par onduleur de tension MLI

Après avoir étudié la modélisation de la machine asynchrone à cage qui est une partie très importante dans notre travail, il est nécessaire d'aborder le côté topologie et fonctionnement des onduleurs. Ces onduleurs deviennent une partie intégrante des installations électromécaniques qui sont généralement constituées d'une source d'énergie, onduleur, moteur et une charge entraînant un mécanisme.

### II.4.1-Modélisation de l'onduleur de tension MLI

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou MLI) 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 [6].

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

Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor- diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interepteur } i \text{ est fermé } (T_i \text{ conduit, } T'_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interepteur } i \text{ est ouvert } (T_i \text{ bloqué, } T'_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec :

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

La FIG.II.8 représente le schéma de l'onduleur triphasé.

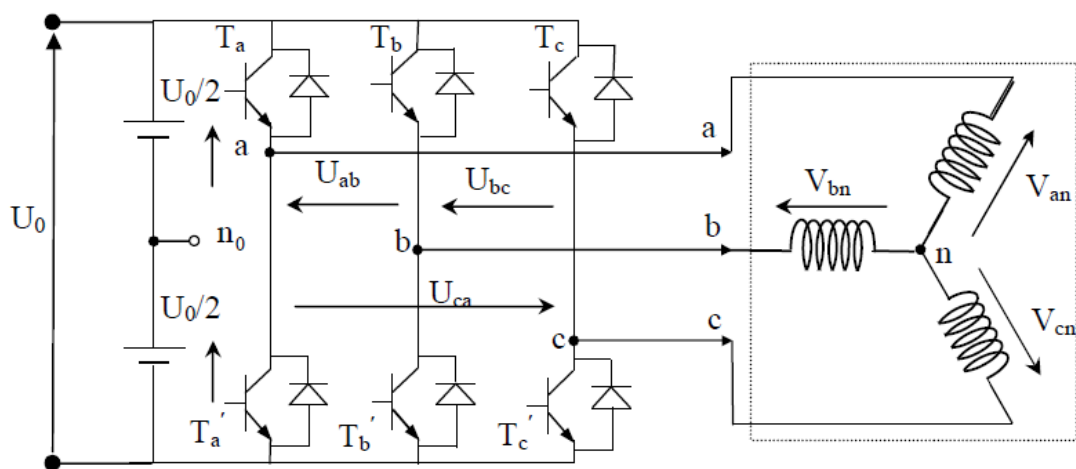


FIG.II.8 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux et sa charge

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

L'onduleur est commandé a partir des grandeurs logique  $f_i$ , on appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (supposes être des interrupteurs idéaux) on

- si  $f_i = 1$  alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert

- si  $f_i = 0$  alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant

Les tensions composées sont obtenue a partir des sorties de l'onduleur.

$$U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0}$$

$$U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \quad (\text{II.26})$$

$$U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0}$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Donc on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.29})$$

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

$$V_{ino} = f_i \times U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.30})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ano} = \left(f_a - \frac{1}{2}\right) U_0 \\ V_{bno} = \left(f_b - \frac{1}{2}\right) U_0 \\ V_{cno} = \left(f_c - \frac{1}{2}\right) U_0 \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ano} + \frac{2}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} + \frac{2}{3}V_{cno} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Par suite, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

## II.4.2-Contrôle de la tension par modulation de la largeur d'impulsion

### MLI

Cette technique consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence par un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée.

Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [2].

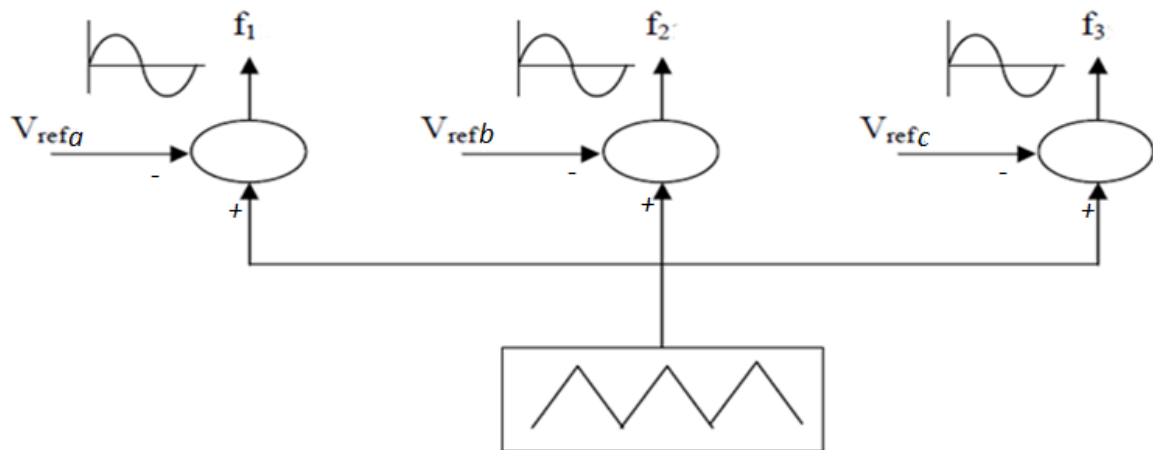


FIG.II.9 Modulation de la largeur d'impulsion MLI

### II.4.3-Stratégie de commande sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [18].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{refa} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb} = v_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{refc} = v_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} v_{pm} [4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} [-4(t/T_p) + 3] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 35})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. l'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ) ;

2. Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $v_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $v_{pm}$ ).

La FIG.II.10 représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle dont  $r = 0.8$  et  $m=21$ .

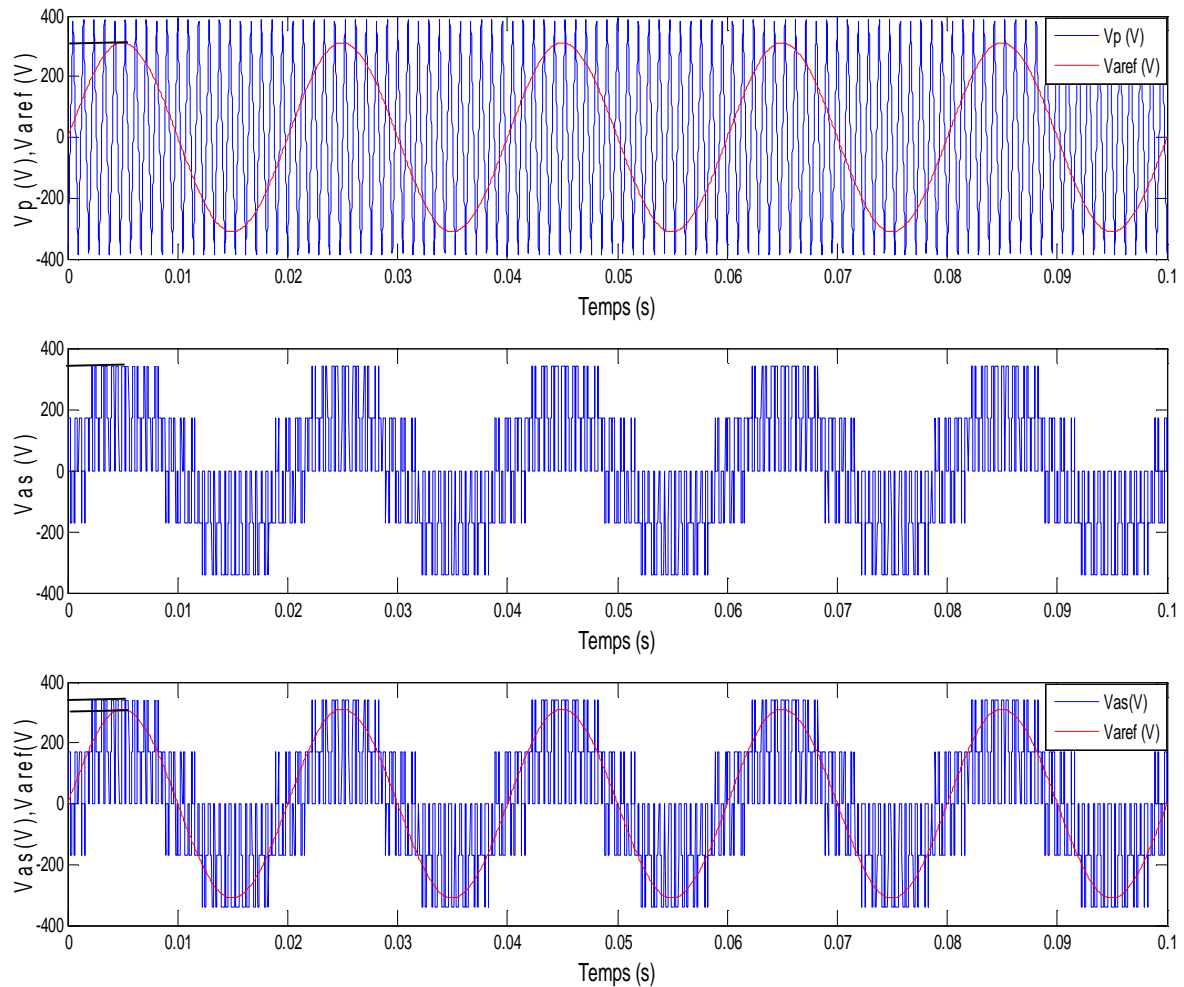


FIG.II.10 Principe de la commande par MLI sinus-triangle



## II.5- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone à cage en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La simulation du comportement dynamique du MAS directement alimenté par une source triphasée sinusoïdale à vide et en charge nous a démontré la justesse de modèle développé, et nous a permis de voir l'évolution de ces divers caractéristiques.

D'après les résultats de simulation (FIG.II.6) on remarque que la charge a une influence sur la vitesse, d'où on constate qu'il faut régler la vitesse indépendamment du la charge appliquée.

L'objectif du chapitre suivant, est l'application de la technique de réglage par la logique floue.

# *Chapitre III*

## *Commande par logique floue d'une MAS*

### III.1-Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue. Cela englobe des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander ; et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision. Ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue, ou nous mettons le point sur [9] :

- la fuzzification;
- les inférences floues;
- la défuzzification.

Enfin, on va appliquer cette commande à la régulation de vitesse de la MAS.

### III.2-Historique de la logique floue

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs «vrai» ou «faux», les valeurs intermédiaires «vrai» ou «faux» avec un certain degré, ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes[19]. En effet, déterminer si une personne est de petite ou de grande taille est aisé pour n'importe lequel d'entre nous, et cela sans nécessairement connaître sa taille. Supposons que la limite soit de 1.65m, et je mesure 1.63m. Suis-je vraiment petit ? Bien que dans l'esprit de tout le monde le mot «flou» soit de connotation négative, il n'en est rien en réalité. Venant à l'origine du mot «duvet» (en anglais «fuzzy», c'est-à-dire le duvet qui couvre le corps des poussins), le terme «fuzzy» signifie (indistinct, brouillé, mal défini ou mal focalisé), qui se traduit par «flou» en français. Dans le monde universitaire et technologique, le mot «flou» est un terme technique représentant l'ambiguïté ou le caractère vague des intuitions humaines plutôt que la probabilité [8].

Voici un bref historique de la logique floue :

- En 1965, le concept flou apparut grâce au professeur Loft Zadeh (Université de Berkley en Californie). Il déclara qu'un contrôleur électromécanique doté d'un raisonnement humain serait plus performant qu'un contrôleur classique», et il introduit la théorie des «sous-ensembles flous».
- En 1973, le professeur Zadeh publie un article (dans l'IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics), il y mentionne pour la première fois le terme de variables linguistiques (dont la valeur est un mot et non un nombre).
- En 1974, Mamdani (Université de Londres) réalise un contrôleur flou expérimental pour commander un moteur à vapeur.
- En 1980, Smidth et Co. A/S (au Danemark), mettent en application la théorie de la logique floue dans le contrôle de fours à ciment. C'est la première mise en œuvre pratique de cette nouvelle théorie.
- Dans les années 80, plusieurs applications commencent à immerger notamment au Japon.
- En 1987, 'explosion du flou' au Japon (avec le contrôle du métro de Sendai) et qui atteint son apogée en 1990.
- Aujourd'hui, une vaste gamme de nouveaux produits ont une étiquette «produit flou» (Fuzzy).

### **III.3- Principe de la logique floue**

Dans la perspective des sciences de l'ingénieur, nous pouvons admettre que dans les situations où les méthodes traditionnelles de modélisation à partir d'observation physiques s'avèrent non satisfaisantes, les sciences subjectives, particulièrement la logique floue, peuvent rendre beaucoup de services, lorsque les connaissances sur la façon de résoudre un problème, de piloter un grand système, d'effectuer un réglage...etc. sont disponibles. Cela suppose que l'on sache définir des méthodes rigoureuses de représentation des connaissances. En pratique la résolution d'un problème

concret peut avoir recours à l'utilisation conjointe des méthodes objectives traditionnelles et celles subjectives. La logique floue offre un cadre formel, qui n'existait pas auparavant [7].

### III.4-Théorie des sous-ensembles flous

La théorie des ensembles flous, également appelés sous-ensembles flous, émise par Zadeh en 1965, a pour principe de base la notion d'appartenance d'un élément à un ensemble en logique booléenne classique, la caractéristique logique fondamentale d'un ensemble est la frontière, stricte, entre les éléments appartenant à l'ensemble et ceux qui en sont exclus. L'ensemble est alors parfaitement défini par ses valeurs entre  $[0;1]$ . En logique floue, en revanche, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble floue est décrite par une fonction d'appartenance [17].

On considère un ensemble de référence  $U$ . Un sous-ensemble flou  $A$  de ce référentiel  $U$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A$  de  $U$  dans l'intervalle  $[0;1]$ . A tout  $x$  de  $U$ , on associe une valeur  $\mu_A(x)$  telle que  $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$ .

La fonction d'appartenance  $\mu_A$  généralise le concept d'appartenance et la notion de fonction caractéristique, tel que définis sur un ensemble classique.

Plusieurs fonctions d'appartenance, de forme géométrique variable, sont envisageables. On retrouve usuellement des fonctions simples, telles que des fonctions d'appartenance triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes...etc.

#### III.4.1-Propriétés des opérations sur les sous-ensembles

On suppose que  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont des sous-ensembles flous dans un ensemble de référence  $U$  :

- Commutativité :  $A \cup B = B \cup A$   
 $A \cap B = B \cap A$  (III.1)

- Associativité :  $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap C$  (III.2)

$$A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C$$

- Distributivité :  $A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C)$  (III.3)

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C)$$

- Idempotence :  $A \cap A = A$  (III.4)

$$A \cup A = A$$

- Identité :  $A \cup \emptyset = A$  (III.5)

$$A \cap U = A$$

$$A \cap \emptyset = \emptyset$$

$$A \cup U = U$$

- Involution :  $\overline{\overline{A}} = A$  (III.6)

- Transitivité : si  $A \subseteq B \subseteq C$  alors  $A \subseteq C$  (III.7)

- Théorème de Dé Morgan :

$$\overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B} \quad (III.8)$$

$$\overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B}$$

- Absorption :  $A \cap (A \cup B) = A$  (III.9)

$$A \cup (A \cap B) = A$$

Ces deux propriétés ne sont pas classiques :

- Loi de contradiction  $A \cap \overline{A} \neq \emptyset$  (III.10)

- Loi de "excluded middle" :  $A \cup \overline{A} = 1_v$ . (III.11)

### III.4.2-Variable linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés en langage naturel et non pas des nombres.

Elle sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue.

Une variable linguistique  $x$  est généralement caractérisé par un triplet  $\{x, T(x), X\}$  où  $x$  désigne le nom de la variable,  $X$  son univers de discours, et  $T(x)$  son ensemble de valeurs linguistique. Par exemple, si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine  $X = [-100, 100]$ , ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :  $T(\text{vitesse}) = \{\text{Négative grande (NG)}, \text{Négative petite (NP)}, \text{Environ zéro (ZE)}, \text{positive petite (PP)}, \text{positive grande (PG)}\}$  Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en (FIG.III.1).

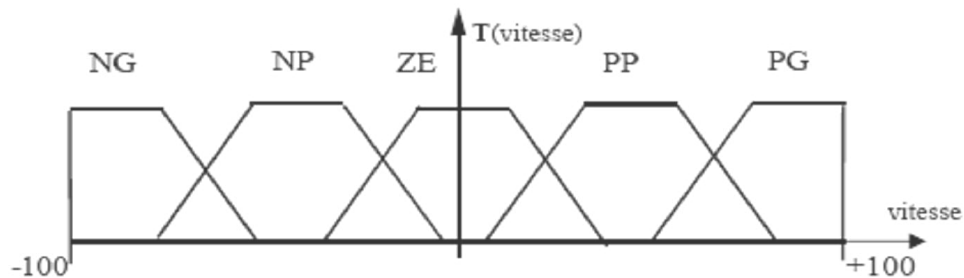


FIG.III.1 Représentation des fonctions d'appartenance de  $T$   
 $T(\text{vitesse}) = \{NG, NP, ZE, PP, PG\}$

### III.4.3-Opérations sur les ensembles flous

Les opérations sur les ensembles flous sont des extensions des opérations connues sur les ensembles classiques.

Elle permet de d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité.

En effet, si les valeurs d'appartenances sont restreintes aux valeurs 0 et 1, alors les opérateurs flous (ET, OU, Négation,...etc.) devraient donner les mêmes résultats que ceux classiques [16].

- **Egalité**

Deux ensembles flous  $A$  et  $B$  de  $X$  sont égaux ( $A=B$ ) si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de  $X$  :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in X; \text{ si } \exists x \text{ tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B \quad (\text{III. 12})$$

- **Inclusion**

Soit deux ensembles flous,  $A$  et  $B$  de  $X$ . L'ensemble  $A$  est inclus dans l'ensemble  $B$ , ( $A \subseteq B$ ), si leurs fonctions d'appartenance sont telles que :

$$\forall x \in X; \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III. 13})$$

L'inclusion définit une relation d'ordre.

- **Intersection**

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET. Le degré de vérité de la proposition «  $A$  ET  $B$  » est le minimum des degrés de vérité de  $A$  et de  $B$  :

$$\forall x \in X; \mu_c(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 14})$$

- **Union**

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU. Le degré de vérité de la proposition " $A$  OU  $B$ " est le maximum des degrés de vérité de  $A$  et de  $B$ .

$$\forall x \in X; \mu_c(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III. 15})$$

- **Complément**

Complément de deux sous-ensembles flous :

" $B$ " est le complément d'un sous-ensemble flou " $A$ " si seulement si :

$$\forall x \in d, \mu_B(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \text{on écrit } B^c = A \quad (\text{III.16})$$

### III.4.4-Fonction d'appartenance

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend les différentes formes suivantes (FIG.III.2) :

➤ Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$  :

$$\mu(x) = \max \left[ \min \left( \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (\text{III. 17})$$



- Fonction trapézoïde : elle est définie par quatre paramètres  $\{a, b, c, d\}$

$$\mu(x) = \max \left[ \min \left( \frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}, 0 \right) \right] \quad (\text{III. 18})$$

- Fonction gaussienne : Elle est définie par deux paramètres  $\{\sigma, m\}$  :

$$\mu(x) = \exp \left( -\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{III. 19})$$

- Fonction sigmoïdale : elle est définie par deux paramètres  $\{a, c\}$

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \quad (\text{III. 20})$$

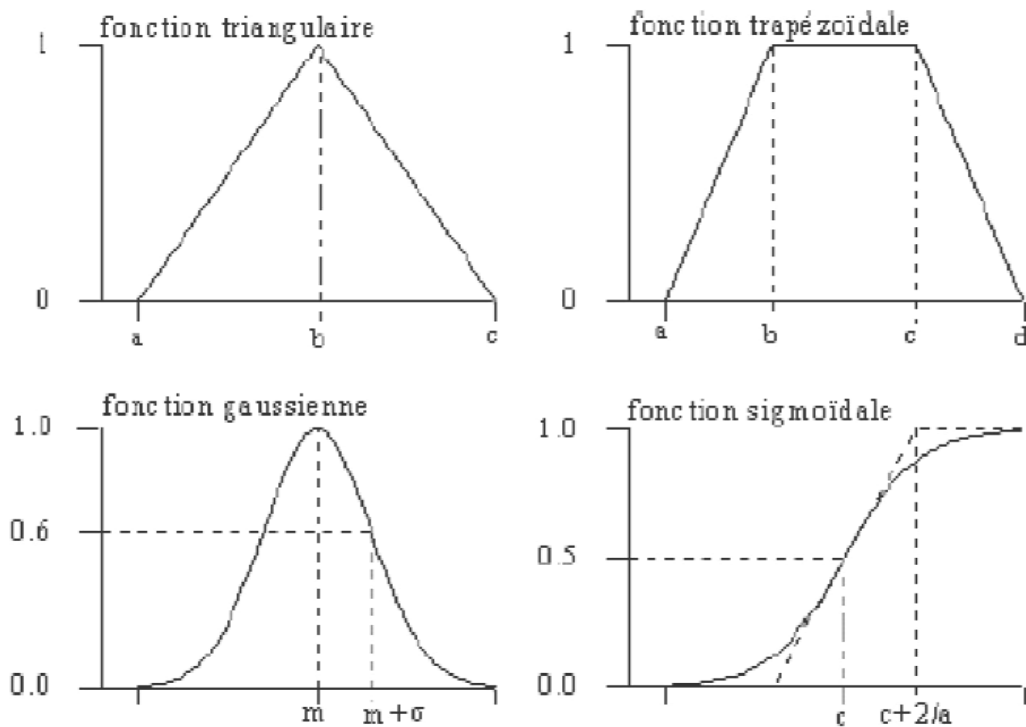


FIG.III.2 Forme des fonctions d'appartenance usuelles

### III.5-Raisonnement flou

Le mode naturel est trop complexe. Ces mesures sont soumises à des imprécisions, vagues et éventuellement incertaines. Le raisonnement de ces connaissances en logique classique ne suffit pas, on fait appel à un raisonnement flou.

### III.6-Implication floue

Une règle de forme générale “Si  $x$  est A alors  $y$  est B ”définit une relation floue sur  $A \times B$  entre les variables  $x$  et  $y$ , et dont la relation d'appartenance est notée par :

$$(x, y) \rightarrow \mu_R(x, y) \quad (\text{III.21})$$

L'implication (ou relation) floue peut être modélisée [16] :

➤ soit par un opérateur de conjonction ET flou :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{Mamdani}) \quad (\text{III.22})$$

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{Larsen}) \quad (\text{III.23})$$

➤ soit par une implication floue :

$$\mu_R(x, y) = \min(1, \mu_A(x) + \mu_B(y)) \quad (\text{Lukasiewicz}) \quad (\text{III.24})$$

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{probabilité}) \quad (\text{III.25})$$

### III.7-Avantages et inconvénients de la commande par la logique floue

➤ **Avantages:**

- La théorie est simple s'applique à des systèmes complexes ;
- Pas de modèles mathématique du procédé à asservir ;
- Robustesse de la commande de floue vis-à-vis des incertitudes ;
- Possibilités de commande auto adaptative aux variations du procédé.

➤ **Inconvénients:**

- Technique de réglage essentiellement empirique ;
- Performances dépendant de l'expertise ;
- Il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse.... (Difficultés des certifications dans les transports, espace ...).

En tout cas, on peut confirmer que le réglage par logique floue présente une solution valable par rapport aux réglages conventionnels. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de

domaines d'application, mais aussi par des travaux de recherche sur le plan théorique. Ainsi, il est possible de combler quelques lacunes actuelles, comme le manque de directives pour la conception et l'impossibilité de la démonstration de la stabilité en l'absence d'un modèle valable [2].

### III.8-Structure générale d'un système flou

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux illustré par la FIG.III.3.

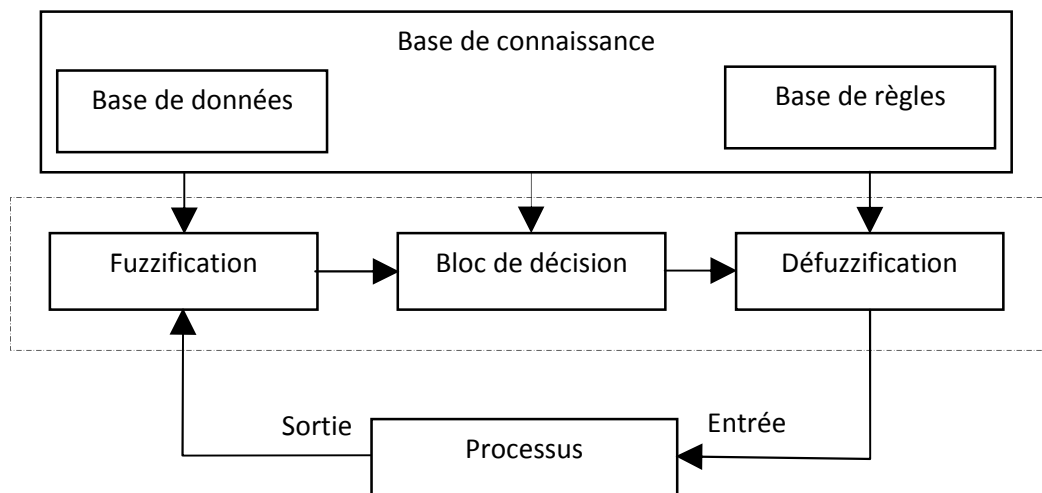


FIG.III.3 Structure générale d'un système basé sur la logique floue

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

### III.9-Régulateur flou

La commande floue a les mêmes objectifs de régulation et de poursuite qu'une commande réalisée en automatique classique. Cependant, il est possible de s'en passer d'un modèle explicite du procédé à commander.

C'est le plus souvent, le savoir-faire d'un expert ou d'opérateurs qualifiés manipulant le procédé qui est pris en compte pour l'élaboration de la loi de commande.

Cette approche est basée sur deux concepts essentiels : celui de la décomposition d'une plage de variation d'une variable sous forme de nuances linguistique : « faible, moyen, élevé, etc. », et sur règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, sous forme linguistique, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction des variables observées [13].

**Si** l'erreur est positivement grande

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

**Alors** la variation de la sortie est positive grande

Ces concepts sont basés sur une partie de la théorie des sous-ensembles flous introduite par Zadeh. Un régulateur flou peut être présenté de différentes façons, mais en générale la présentation adoptée se scinde en trois parties : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et les sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie, FIG.III.4. L'ensemble des entrées du procédé et noté U (ensembles des actions calculées par le régulateur flou appliqué au procédé commandé). L'ensemble des sorties observées S. L'ensemble des consignes C et l'ensemble des entrées du régulateur flou X (par exemple : taille, température, vitesse, etc...). L'ensemble des gains de normalisation des

entrées GE et des gains de sorties GS du régulateur permettent d'adapter le domaine normalisé de définition des différentes variables [13].

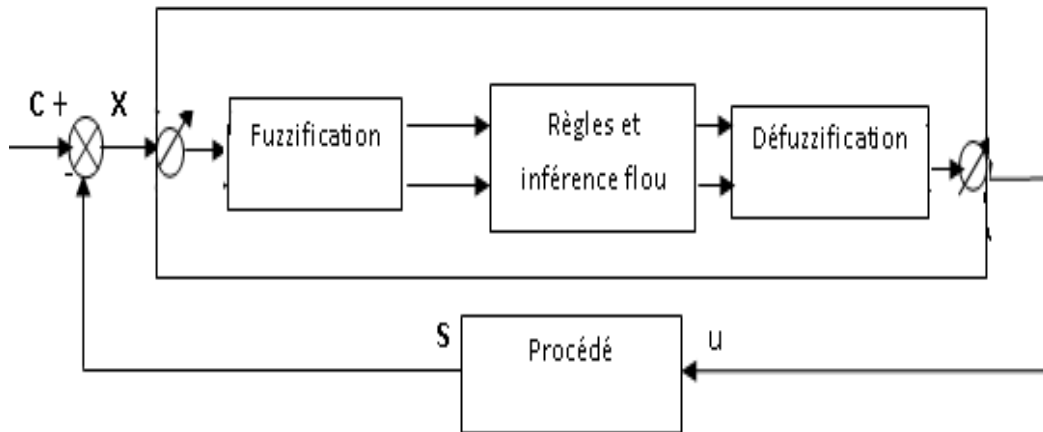


FIG.III.4 Schéma de principe de la régulation floue(FLC)

### III.9.1-Interface de fuzzification

C'est une opération qui consiste à transformer les données numériques d'un phénomène à des valeurs linguistiques sur un domaine normalisé qui facilite le calcul. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut calculer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondant [12].

Les grandeurs physiques d'entrée  $X$  sont réduites à des grandeurs normalisées  $x$  dans une plage de variation, souvent  $[-1 \ 1]$ , appelée univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de  $|x| \leq 1$ , pour pallier le problème des grandes variations de  $X$ . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée  $x$  et  $X$ .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande, etc.), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable  $x_1$  peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (FIG.III.5) pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles, tel que [15] :

NG: négative grande ;

NM: négative moyenne ;

NP: négative petite ;

ZE: zéro environ ;

PP: positive petite ;

PM: positive moyenne ;

PG: positive grande.

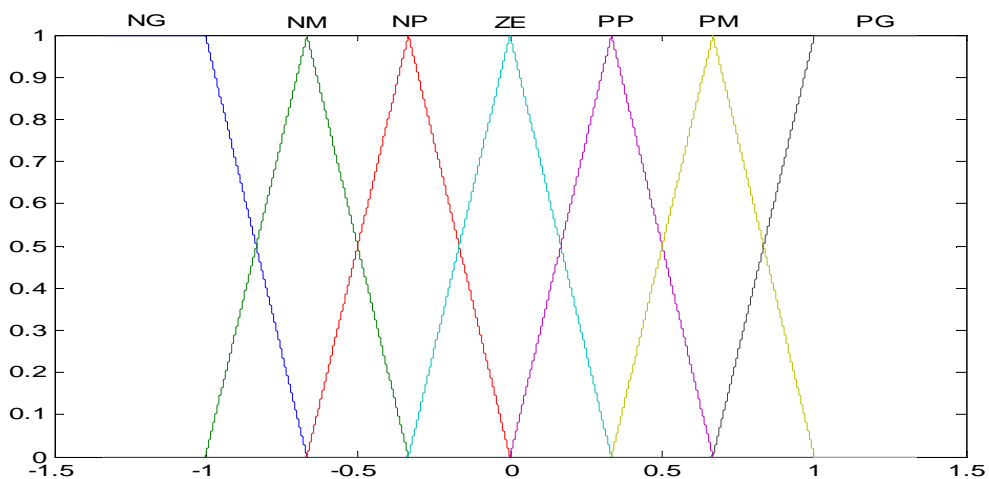


FIG.III.5 Fuzzification continue avec sept fonctions d'appartenance

### III.9.2-Base des règles et inférence floue

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

Un type de règle peut-être par exemple : Si  $x_1$  est «positif grand» et  $x_2$  est «zéro environ» alors  $u$  est « négatif grand».

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

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

Le tableau.III.1 représente l'inférence pour les deux variables linguistiques d'entrée, l'erreur de vitesse « $e$ » et la variation de cette dernière « $\Delta e$ », et la variable de sortie « $u$ ».

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau.III.1 Tableau de calcul de la variation de la commande  $e$  et  $\Delta e$

Cette étape consiste à relier les variables physiques d'entrée du régulateur (grandeurs mesurées ou estimées), qui sont transformées en variables linguistiques pendant l'étape de fuzzification ; à la variable de sortie du contrôleur sous sa forme linguistique, par des règles mentales traduisant une action ou une décision linguistique sur la commande à la sortie du régulateur, face à toute situation se présentant à l'entrée de ce régulateur [12].

### III.9.3-Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou. Dans le cas d'un raisonnement basé sur l'inférence de règles floues, plusieurs méthodes existent. Les plus couramment utilisées sont [6].

- **Méthode du centre de gravité.**

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

$$dU_n = \frac{\int x\mu_R(x)dx}{\int \mu_R(x)dx} \quad (\text{III. 26})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux en temps de calcul [20].

- **Méthode par valeur maximum**

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.



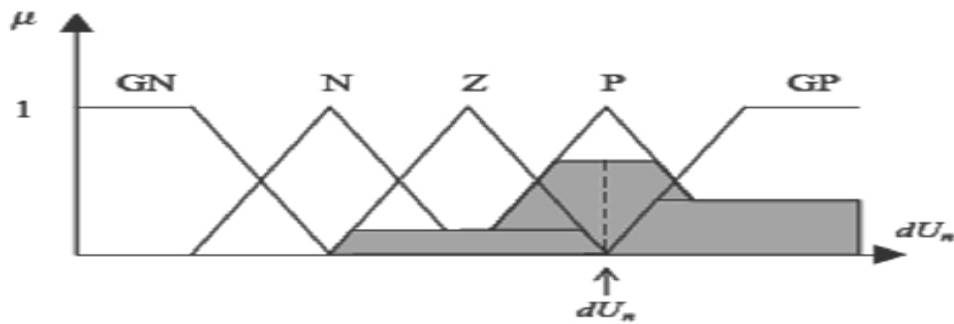


FIG.III.6 Défuzzification par valeur maximum

- **Méthode des hauteurs pondérées :**

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x \mu_{Ri}(x)}{\sum \mu_{Ri}(x)} \quad (\text{III. 27})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

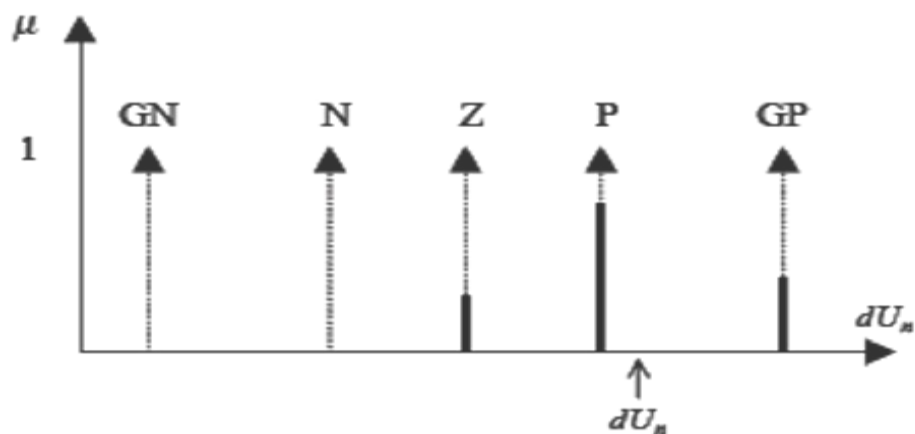


FIG III.7 Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

### III.10-Orientation du flux rotorique

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MAS selon la transformation de Park liée au champ tournant (d, q) et par orientation du flux rotorique. En considérant comme grandeur de référence le flux rotorique  $\Phi_r^*$  et en exprimant que :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r^* \quad (\text{III. 28})$$

$$\Phi_{qr} = 0 \quad (\text{III. 29})$$

$$P\Phi_r^* = 0 \quad (\text{III. 30})$$

Avec,  $P$  : opérateur de la place.

En remplaçant (III.28) et (III.29) dans les équations des tensions rotoriques (II.17), on obtient :

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{III. 31})$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \Phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (\text{III. 32})$$

Et à partir d'équation (II.16) on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} [\Phi_r^* - L_m i_{ds}] \quad (\text{III. 33})$$

$$i_{qr} = -\frac{1}{L_r} [L_m i_{qs}] \quad (\text{III. 34})$$

En substituant (III. 31) dans (III. 33), on tire :

$$\Phi_r^* = L_m i_{ds} \quad (\text{III. 35})$$

A partir de l'équation (III. 34), on trouve :

$$L_m i_{qs} = -L_r i_{qr} \quad (\text{III. 36})$$

En remplaçant (III. 31) et (III. 32) dans le système d'équations des tensions statoriques (II.18), on obtient :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s P i_{ds} - \omega_s^* L_s i_{qs} - \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^* \quad (\text{III. 37})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s P i_{qs} + \omega_s^* L_s i_{ds} - \frac{L_m}{R_r} P \omega_s^* \phi_r^*$$

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

En introduisant l'équation (III. 32) dans (III. 34), on tire:

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m i_{qs}}{L_r \phi_r^*} \quad (\text{III. 38})$$

En substituant (III. 28) et (III. 29) dans l'expression du couple électromagnétique (II.25), on aura :

$$C_{em}^* = p \frac{L_m}{L_r} [i_{qs} \phi_r^*] \quad (\text{III. 39})$$

A partir de la relation (III. 39), on trouve :

$$i_{qs} = \frac{L_r}{p L_m} \cdot \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \quad (\text{III. 40})$$

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

$$\begin{aligned} \phi_r^* &= \phi_n \quad \text{si} \quad |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_r^* &= \frac{\phi_n \Omega_n}{|\Omega|} \quad \text{si} \quad |\Omega| > \Omega_n \end{aligned} \quad (\text{III. 41})$$

Schématisé par la FIG. III. 8 suivante :

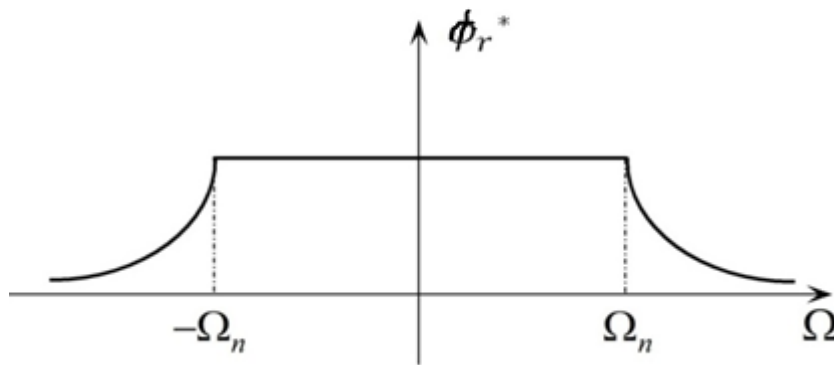


FIG.III. 8 Schéma du défluxage

A partir de l'équation de la tension rotorique  $V_{dr}$  du système d'équations (II.17) et de l'équation d'orientation flux rotorique  $\phi_r$  dans le système d'équations (III.29), on aura :

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} + P \phi_r \tag{III. 42}$$

Des équations (II.10) et (III. 35), on tire :

$$JP\Omega = p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \phi_r^* - C_r - f\Omega \tag{III. 43}$$

### III.11-Réglage de la vitesse par régulateur flou

La FIG.III.9 présente le schéma de principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logic controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

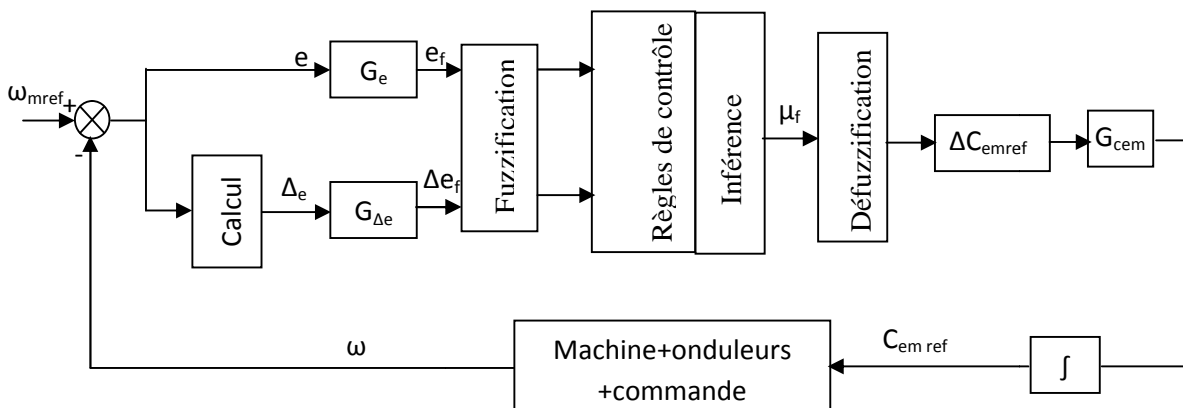


FIG.III.9 Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC)

D'après ce schéma, le régulateur est composé:

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur ;
- Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur ( $G_e$ ), à sa variation ( $G_{\Delta e}$ ) et à la variation de la commande ( $G_{cem}$ ) ;
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence) ;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique ;
- D'un bloc de sommation.

Le régulateur flou de type PI dans notre travail se caractérise par :

1- L'échelle de normalisation de l'erreur et sa variation :

$$G_e=1, G_{\Delta e}=0.1.$$

2- Pour la fuzzification de l'erreur ( $e$ ) et sa variation ( $\Delta e$ ) de vitesse on prend les fonctions d'appartenances triangulaires pour l'univers de discours suivant :

$$NG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, -(x+b)/(c-b)), 0),$$

$$NM_{e,\Delta e} = \max(\min((x+c)/(c-b), -(x+a)/(b-a)), 0),$$

$$NP_{e,\Delta e} = \max(\min((x+b)/(b-a), -x/a), 0)$$

$$ZE_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a+1, -x/a+1), 0)$$

$$PP_{e,\Delta e} = \max(\min(x/a, (-x+b)/(b-a)), 0)$$

$$PM_{e,\Delta e} = \max(\min((x-a)/(b-a), (-x+c)/(c-b)), 0)$$

$$PG_{e,\Delta e} = \max(\min(1, (x-b)/(c-b)), 0)$$

Avec :  $a, b, c, d$  : constantes ;  $x$  soit  $e_f$  ou  $\Delta e_f$ .

3- La variation de la commande  $\Delta C_{emref}$  est calculée selon le tableau III.1;

4- Défuzzification de  $\Delta C_{emref}$  par la méthode de moyenne pondérée ;

5- Normalisation de la commande, qui doit être multiplié  $\Delta C_{emref}$  par  $G_{cem}$ .

### III.12-Régulateur flou de courant

Le schéma de réglage (IFOC : Indirect Field Oriented Control) est présenté par la FIG.III.10. Les régulateurs flous des courants sont synthétisés de la même manière que le régulateur de vitesse.

Le schéma de principe de réglage de la vitesse est le suivant :

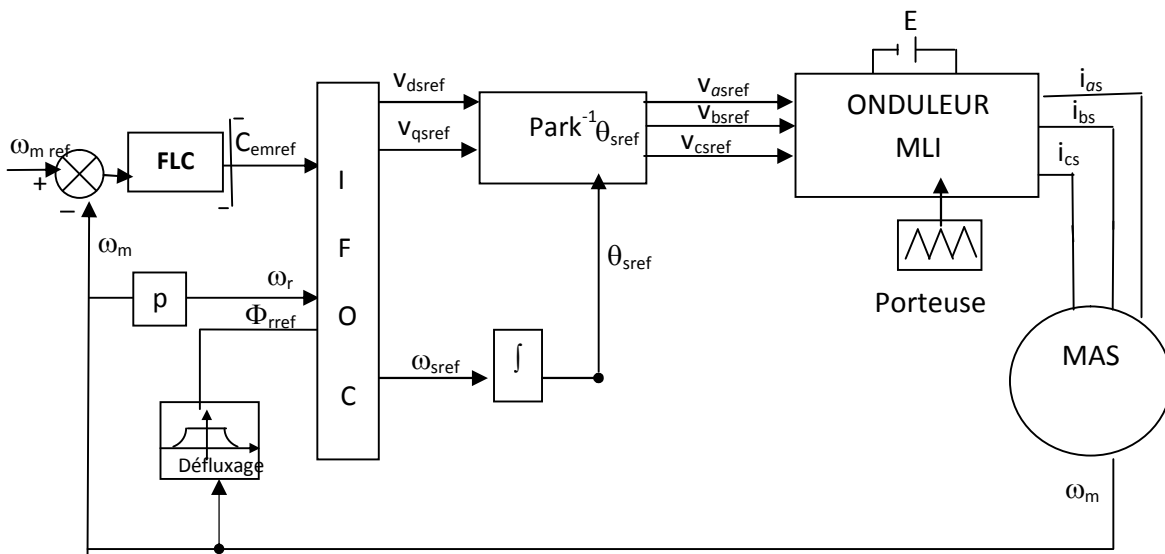


FIG.III.10 : Schéma bloc de régulation floue à gain fixe de la vitesse par la méthode indirecte

### III.13-Simulations et interprétation des résultats

Nous avons simulé l'ensemble régulateur flou et la MAS en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

Pour illustrer les performances de réglage nous avons appliqué à la machine une charge ( $C_r=10N.m$ ) entre  $t=[0.75s,1.75s]$

- Les résultats de simulation de la vitesse, du couple et du flux montrent que la charge influe sur ces grandeurs (voir FIG.III.11).

Au démarrage la vitesse augmente en prenant une forme presque linéaire en fonction de temps, puis elle atteint sa valeur de référence à  $t = 0.17s$  sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de  $49.3N.m$  à  $t = 0.0315s$ , puis il rejoint le régime permanent à  $t = 0.19s$ .

Les flux rotoriques selon (d, q) présentent au démarrage des pics pendant une fraction de seconde oscillant aux alentours de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à  $t = 0.43s$  et poursuivent leurs parcours selon leurs références.

- Les résultats de simulation des courants montrent que la charge influe sur ces paramètres (voir la FIG.III.12).

Au début, le courant statorique  $i_{as} \approx 18A$ , c'est-à-dire il présente un courant d'appel d'environ 2.3 fois le courant nominal, par suite à  $t = 0.15s$  il diminue pour se stabiliser à une valeur  $i_{as} = 2.6A$ .

Le courant direct, présente au début des pics. Puis il atteint sa valeur de référence (à  $t=0.3s$ ) stabilisé ( $i_{ds}=3.253A$ ).

Le courant en quadrature, initialement atteint  $21.21A$ , après il évolue identiquement au couple électromagnétique.

Nous avons appliqué une charge ( $C_r=10N.m$ ) pour un intervalle de temps  $t = [0.75, 1.75] s$ , cela provoque des augmentations du couple électromagnétique et des courants statoriques ( $i_{as}, i_{ds}, i_{qs}$ ), qui stabilisent aux valeurs suivantes :  $C_{em}=10N.m$  ;  $i_{as} = 7.26A$ .

Après l'enlèvement de la charge à  $t=1.75s$ , on voit bien que notre système revient aux performances déjà observées en fonctionnement à vide.

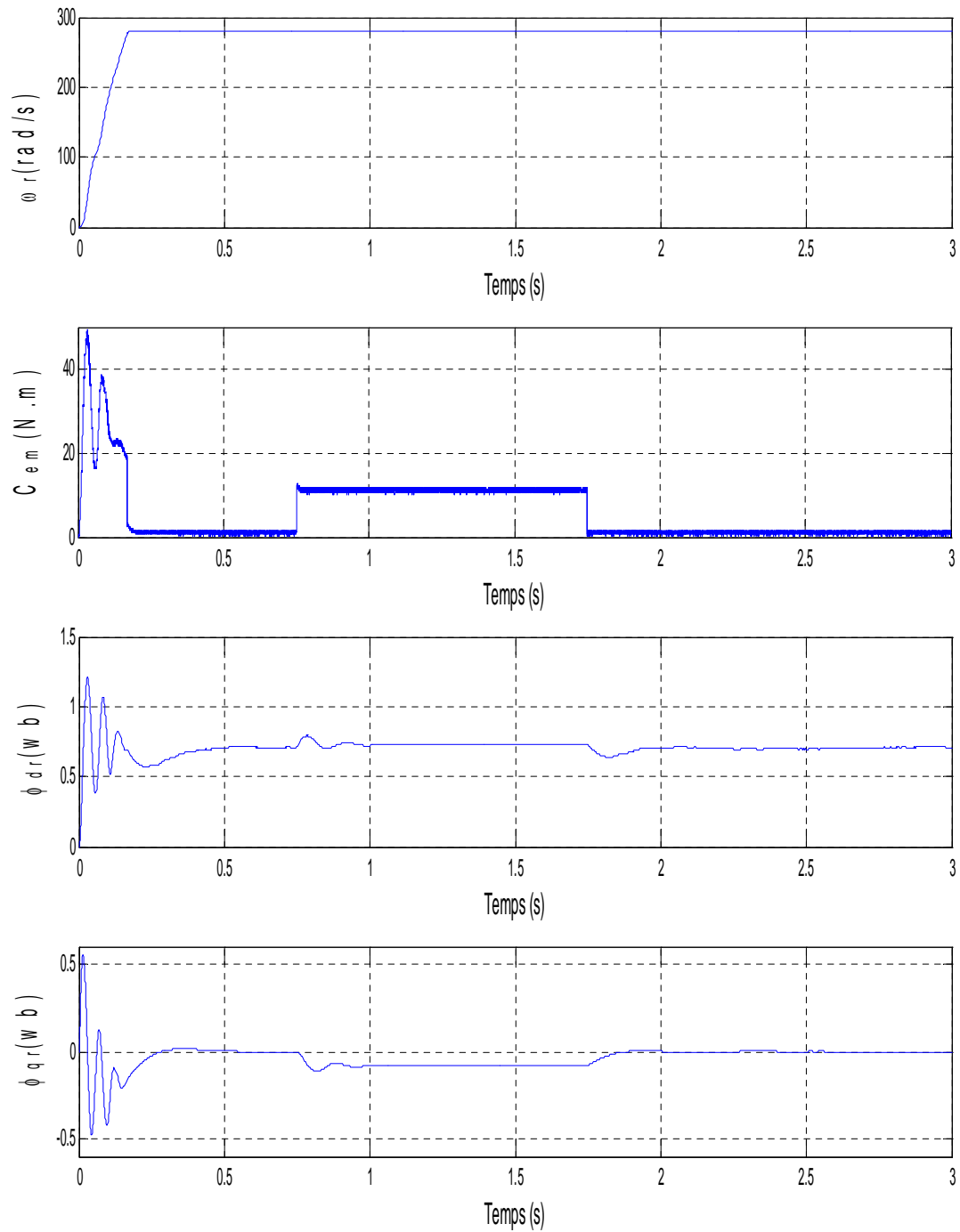


FIG.III.11 Résultats de simulation de pulsation rotorique, couple électromagnétique et flux de la MAS



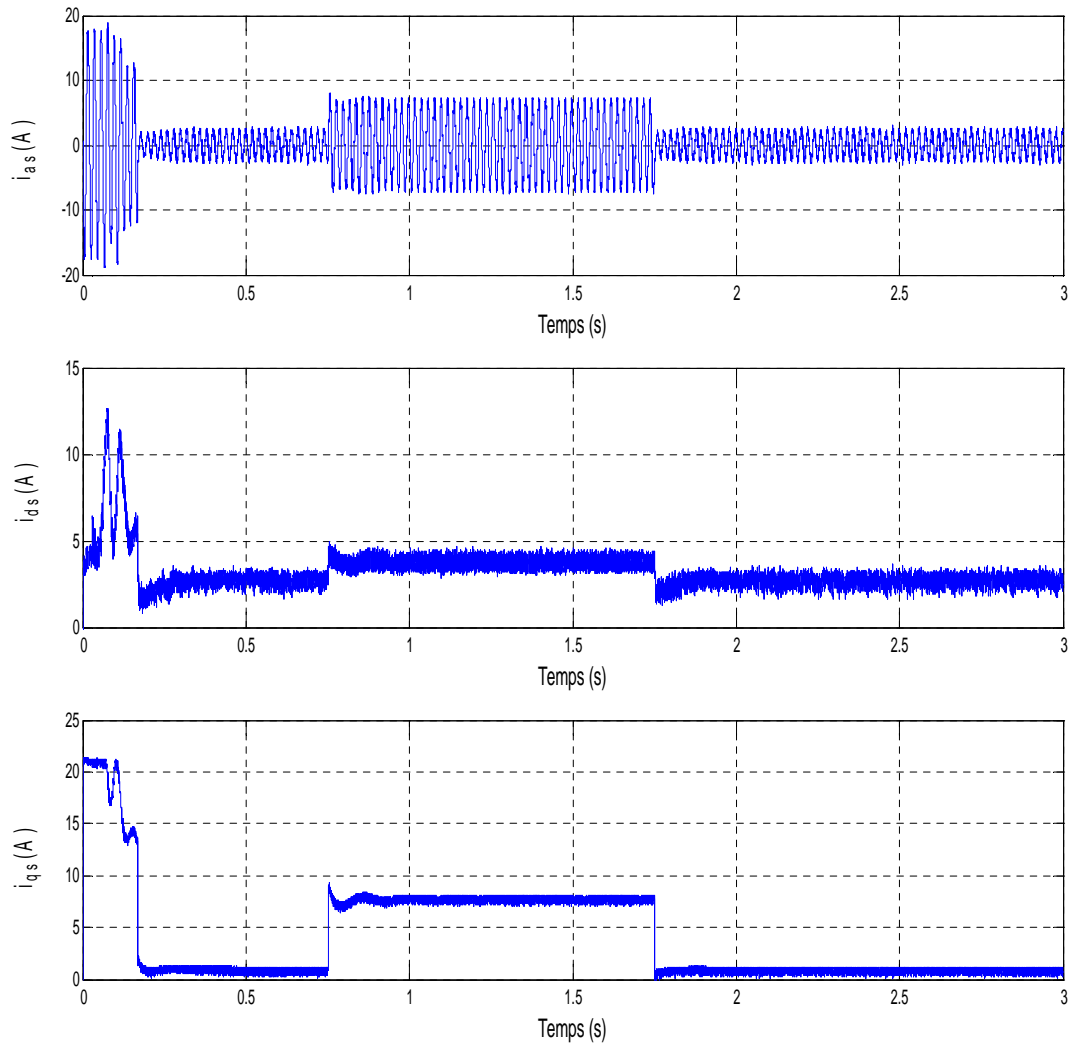


FIG.III.12 Résultats de simulation des courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) de la MAS

### *Tests de robustesse*

Afin de tester la robustesse de la commande par la logique floue de la MAS, deux tests sont effectués. Le premier test s'agit de l'inversion de la vitesse et le deuxième test repose sur la variation du moment d'inertie.

#### *• Premier test*

Les FIG. (III.13 et III.14) représentent l'évolution des caractéristiques de la MAS avec la régulation de la vitesse par la logique floue, suivi de l'inversion de la vitesse de 280 à  $-280$  rad/s à partir de  $t = 1$ s.

Ces figures montrent clairement que :

Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse de ( $t = 0\text{s}$  à  $1\text{s}$ ), les allures suivent le même parcours d'une manière identique à celle observée en (FIG.III.11) et (FIG.III.12).

Au delà de  $t = 1\text{s}$ , la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négative au bout de  $t = 0.3\text{s}$  sans aucun dépassement. Cela engendre, une augmentation au niveau du courant  $i_{as}(A)$  d'une grandeur égale à celle enregistrée durant le démarrage, qui se stabilise au bout de  $0.3\text{s}$ , pour redonner lieu à la forme du régime permanent, le couple électromagnétique atteint approximativement  $-43.3\text{N.m}$  au moment de l'inversion de la vitesse (FIG.III.13), qui se stabilise dès que cette dernière rejoint sa valeur de consigne négative ( $-280\text{rad/s}$ ); le courant en quadrature  $i_{qs}(A)$  progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique (FIG.III.14), les courbes des flux rotoriques observent une légère variation pendant l'inversion de la vitesse.

#### • *Second test*

Les FIG. (III.16) et (III.17) représentent les caractéristiques de la MAS avec une régulation de la vitesse par la logique floue, suivi de l'augmentation du moment d'inertie  $J$  de  $50\%$  à partir de  $t = 0.75\text{s}$ , avec l'application de la charge  $C_r = 10\text{ N.m}$  entre  $t = [0.75, 1.75]\text{ s}$ . Ce test montre :

Premièrement, l'augmentation du moment d'inertie à  $t = 0.75\text{s}$  observe une absence d'influence de la charge sur la vitesse.

Deuxièmement, la stabilité de l'évolution du courant statorique  $i_{as}(A)$  et du couple électromagnétique  $C_{em}(\text{N.m})$ .

En dernier, on voit une légère perturbation des flux rotoriques qui est due à l'effet simultané de la variation du moment d'inertie (FIG.III.15) et de la charge, car à partir de  $t = 1.75\text{s}$  ils reprennent leurs progressions selon leurs consignes sans perturbation.

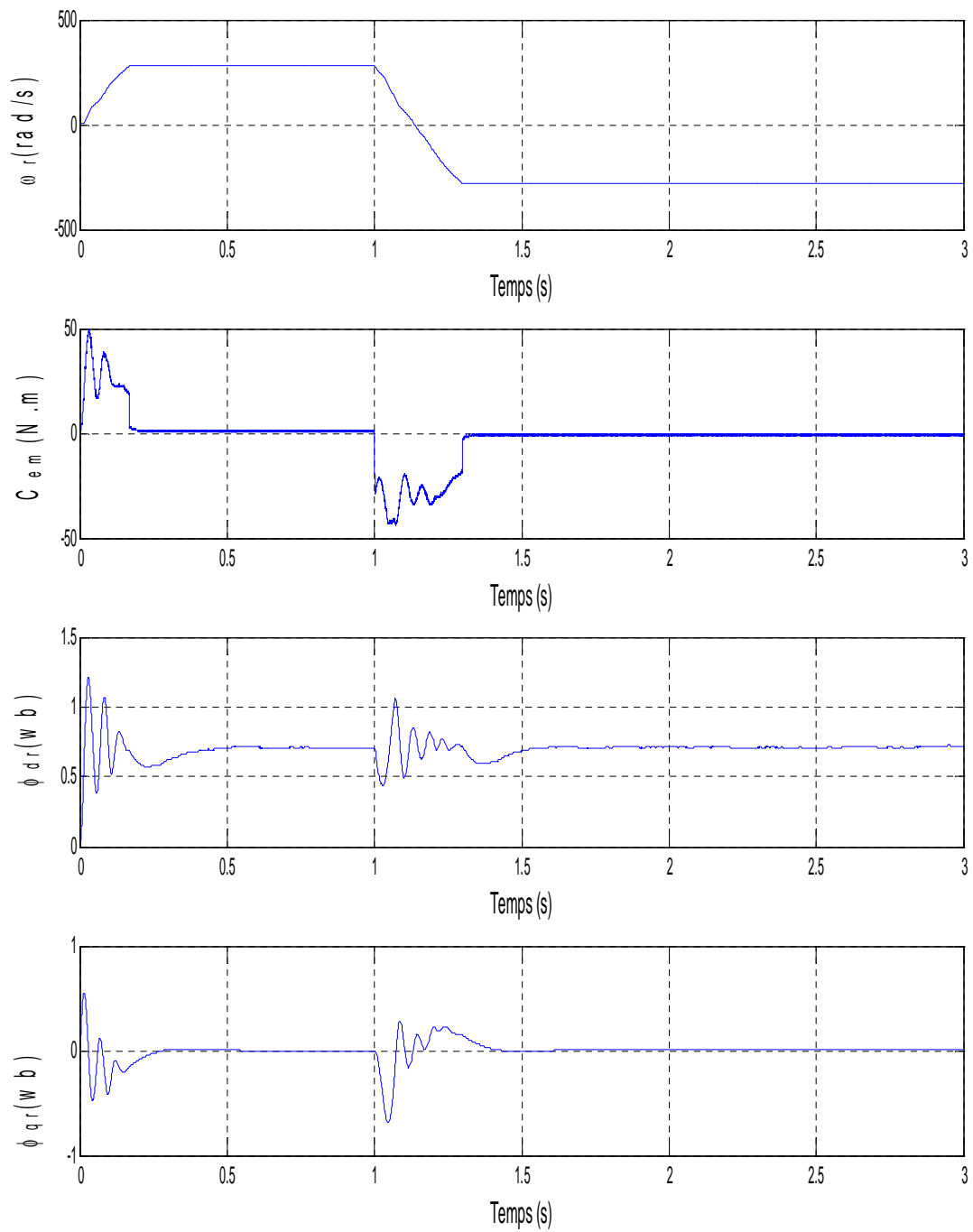


FIG.III.13 Résultats de simulation de pulsation rotorique, couple et flux électromagnétique du test 1

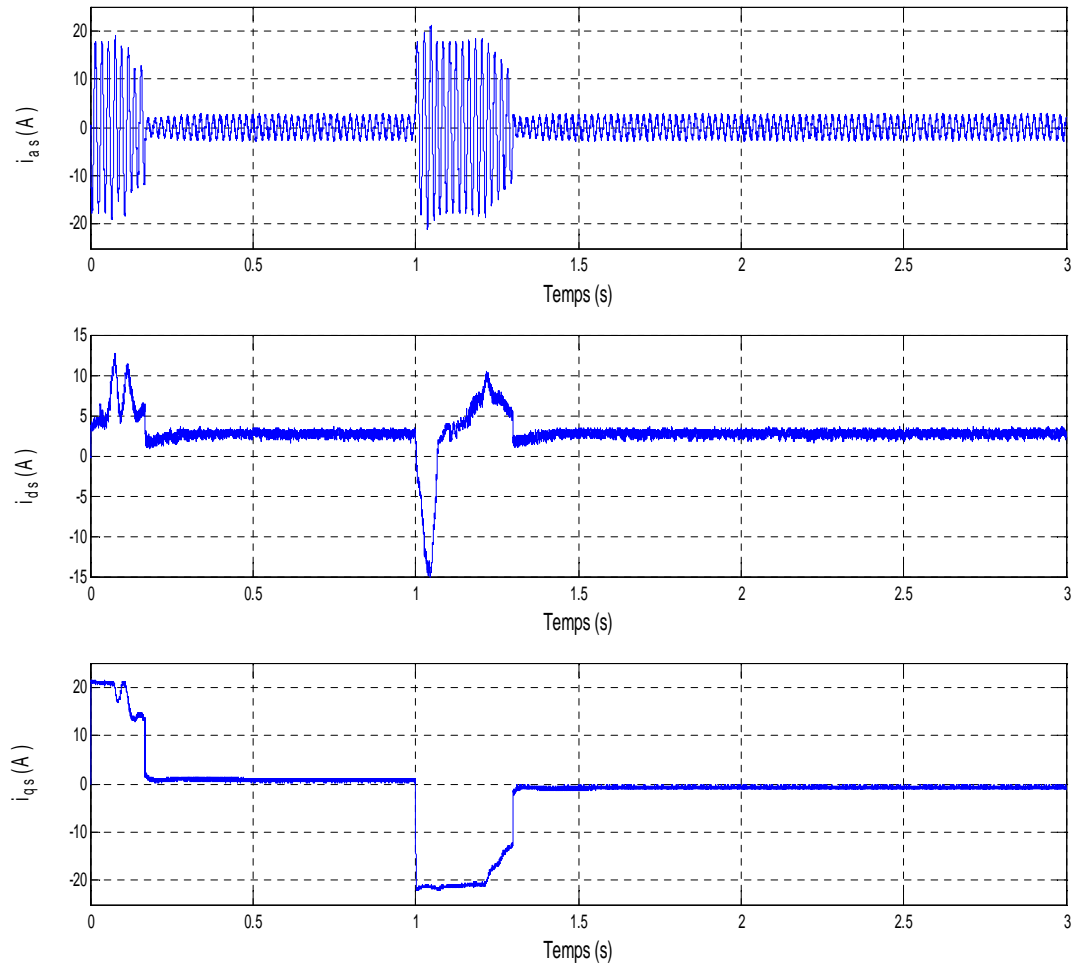


FIG.III.14 Résultats de simulation des courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) de la MAS du test 1

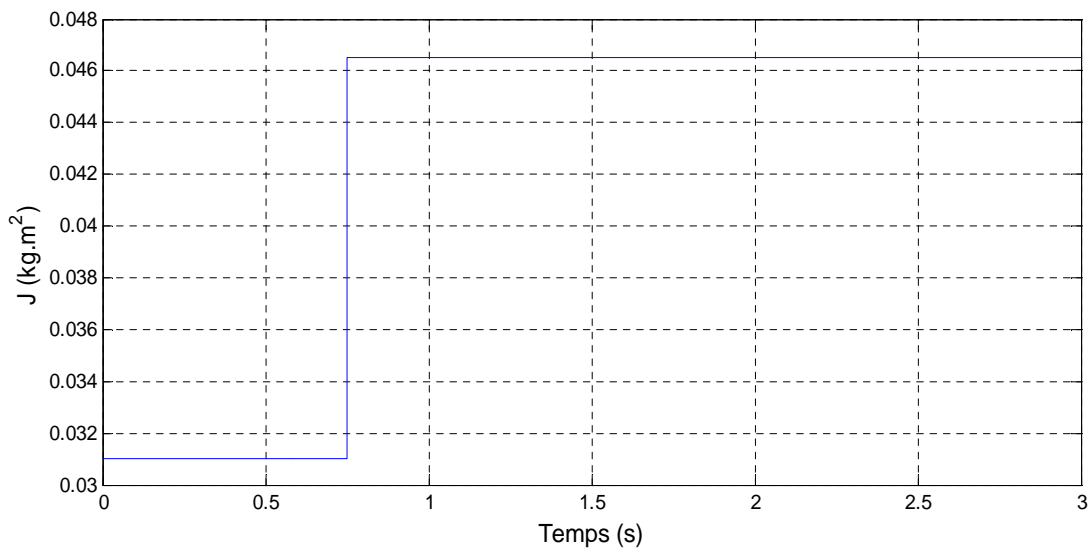


FIG.III.15 Variation du moment d'inertie de la MAS du test 2

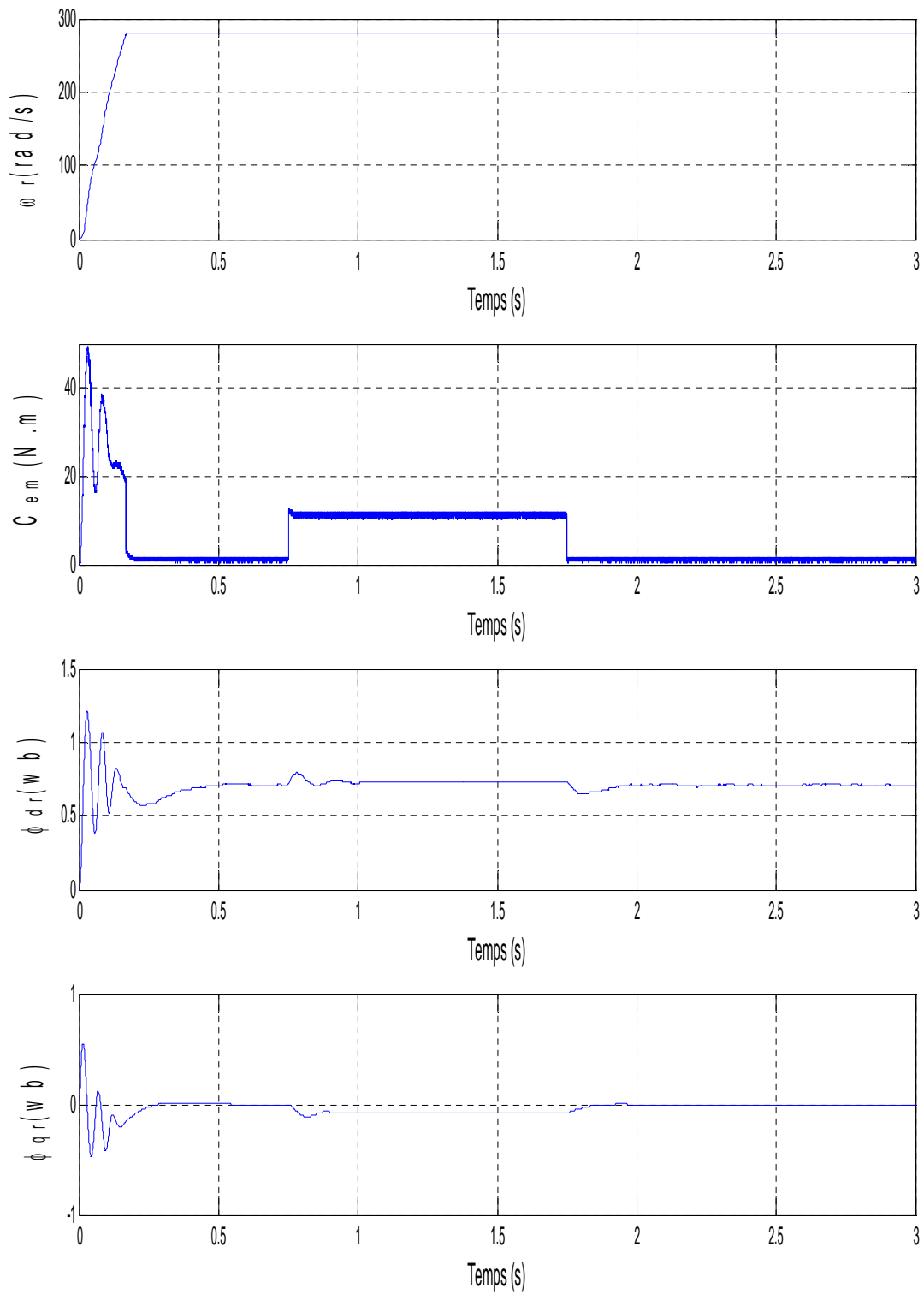
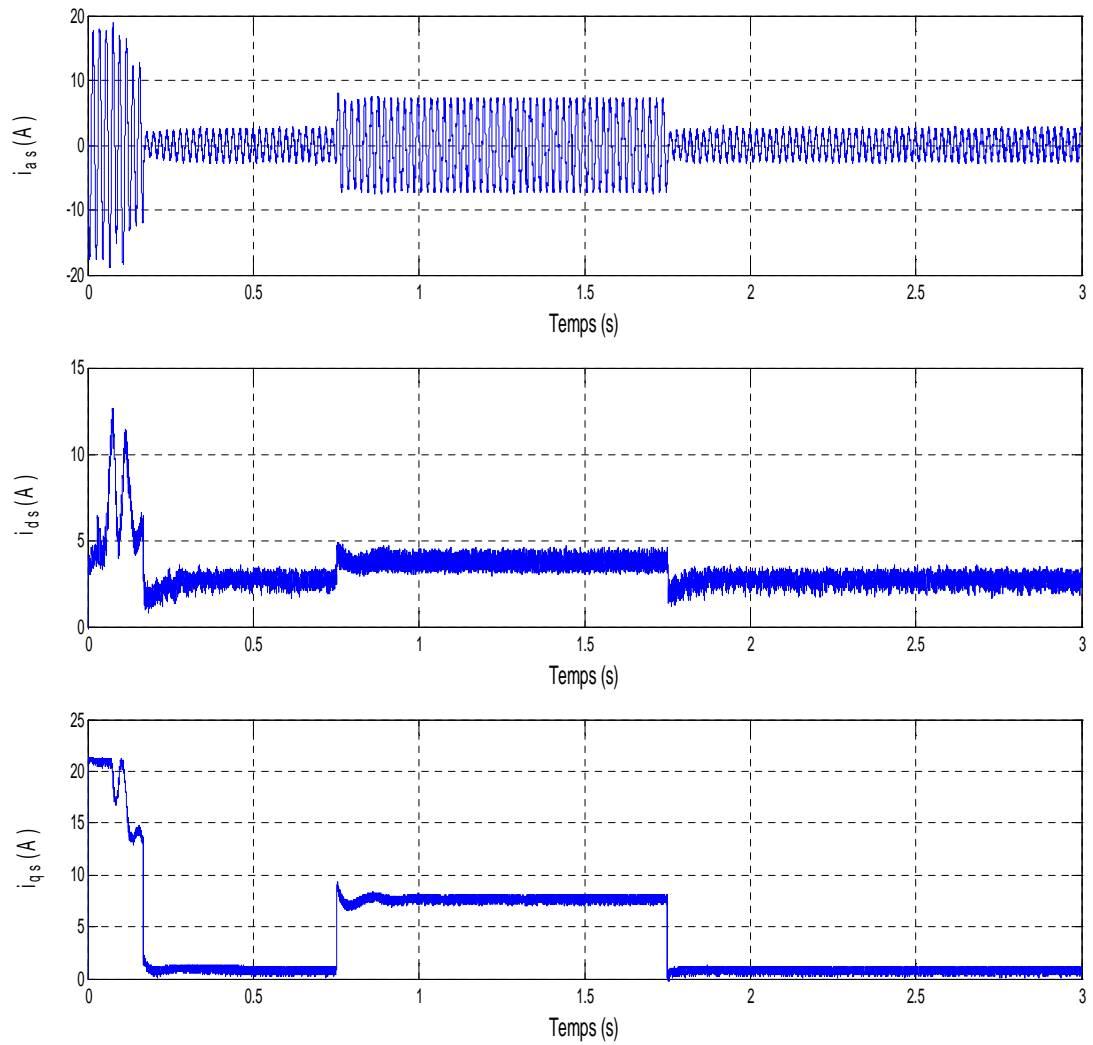


FIG.III.16 Résultats de simulation de pulsation rotorique, couple électromagnétique et flux du test 2

FIG.III.17 Résultats de simulation des courants statoriques ( $i_{as}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ) du test 2

### III.14- Conclusion

Après la présentation de différents concepts de la logique floue, et ces principes d'inférence, nous avons décrit les principales applications de la commande et nous avons vu ces avantages et ces inconvénients.

L'intérêt de cette approche dans les domaines du contrôle, l'aide à la décision, d'interrogation flexible des bases de données et de filtrage floue.

Cette approche permet de tenir compte à la fois des connaissances d'un expert humain, de l'incertitude et de l'imprécision des données traitées. Les variables linguistiques permettent aussi de traiter ces deux informations initialement très différentes à l'aide d'un formalisme unique. Cela va permettre de créer des systèmes intelligents de manière facile et qui possède des capacités de raisonnement et de prise de décision proche à celles de l'être humain.

Après avoir choisi la méthode de simulation (MATLAB /SIMULINK) et présenté les allures des deux modes de fonctionnement, Nous avons aussi ajouté deux tests de robustesse afin d'exploiter ces résultats obtenus.

Effectivement, du fait qu'on a étudié et comparé les résultats des simulations, on constate que RLF annule les effets de perturbation et suit parfaitement les consignes avec un temps de réponse important sans provoquer des dépassements, d'où on confirme que le réglage par la logique floue fournit des performances élevées.

# *Conclusion générale*



### Conclusion générale

L'objectif de notre travail était la commande d'une MAS par la logique floue alimentée par onduleur de tension contrôlés par la technique MLI, et commandée par l'orientation du flux rototique.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre pour la description des éléments constitutifs d'une machine asynchrone à cage, le principe de fonctionnement, et le cheminement de la puissance active.

Le second chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MAS en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MAS. De même, que la modélisation de l'alimentation présentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Pour cela, on a commencé par la simulation de la machine à vide, puis en charge. D'où nous avons constaté la nécessité de réglage de la vitesse indépendamment de la charge appliquée.

Dans le dernier volet, nous nous sommes intéressés à l'application de l'une des techniques de commande, nommée commande par la logique floue. Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables. Car, Elles offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

Nous espérons que ce travail apportera une contribution appréciable à la communauté pédagogique et scientifique concerné par la technique de réglage des machines électriques.

# *Annexe*

# Annexe

---

## Annexe

### Paramètres du moteur asynchrone

$$p = 1,5 \text{ kW}$$

$$V = 220 \text{ V}$$

$$p = 2$$

$$N = 1420 \text{ tr/min}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$R_s = 4.85 \Omega$$

$$R_r = 3.805 \Omega$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$J = 0,031 \text{ Kg.m}^2$$

$$f = 0.0081 \text{ Nms}$$

### Paramètres des régulateurs par la logique floue

===== Régulateur de vitesse =====

$$\varepsilon_\Omega = 1$$

$$\Delta\varepsilon_\Omega = 0.01$$

===== Régulateur de courant =====

$$\varepsilon_i = 1$$

$$\Delta\varepsilon_i = 0.001$$

# *Bibliographie*

## BIBLIOGRAPHIE

---

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] **L. Berkani** et **L. Abbache** « Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone double étoile» Master 2 en électrotechnique université Bejaïa 2012
- [2] **A. Chikhi** «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue» mémoire D'ingénieur d'état en électrotechnique de l'Université de Batna 2008
- [3] **R. Achouri** et **M. Hidouche** «Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone» mémoire D'ingénieur d'état en électrotechnique Université El -Harrach, Alger 2007
- [4] **S. Merabet** et **DJ. Houacine** « Diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage d'écureuil par la méthode de reconnaissance des formes» mémoire D'ingénieur d'état en électrotechnique l'Université El-Harrach, Alger 2006
- [5] **T. Bouazza** «Protection électrique d'un moteur asynchrone avec un relais numérique (seпам) » diplôme DEUA en électrification université boumerdes 2010
- [6] **T. Hamadou** «Commande par la logique floue d'un moteur asynchrone double étoile» mémoire D'ingénieur d'état en électrotechnique Bejaia 2012
- [7] **F. Boumaraf** «Commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation» mémoire d'Ingénieur d'État en électrotechnique de l'Université de Batna 2009
- [8] **M. Birame** « Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage par super capacités d'un véhicule électrique» Magister en électrotechnique Batna 2003
- [9] **Z. Zouaoui** «Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue» Magister en Electrotechnique Batna 2007

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [10] **T. Wildi** et **G. Sybille** « électrotechnique quatrième édition » 2005.
- [11] **C. CHibani** et **F. Saci** « Commande vectorielle de la MAS alimenté par un onduleur MLI vectoriel » Ecole National Polythèque 2005.
- [12] **G. Séguier**, « Electronique de puissance- les fonctions de base et leurs principales applications : Cours et exercices résolus », Dunod, 7<sup>e</sup> édition, Paris-France, 1999.
- [13] **S. Zitouni**, **T. boudraa** « Modélisation et commande floue d'une machine asynchrone alimentée en tension » mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [14] **A. Fezzani** « Commande robuste de la machine à induction par adaptation Paramétrique » Ingénieur d'État en électrotechnique de l'Université de Batna 2009
- [15] **E. Merabat** « Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile alimentée par les techniques de l'intelligence artificielle » thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [16] **P. Josvah** « Quelques aspects de l'interopérabilité sémantique des SIF : Application a l'optimisation d'un régulateur PI flou » Mémoire d'Habilitation a Diriger des Recherche avril 2008.
- [17] **N. Cordier** « Développement evaluation de stratégies de contrôle de ventilation appliquées aux locaux de grandes dimensions » thèse de doctorat .l'institut national des sciences appliquées Lyon. janvier 2007.
- [18] **G. Crellet** et **G. Clerc** « Actionneurs électriques » éditions eyrolles, paris France 1997.
- [19] **N. Choug** « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel » Mémoire de Magister l'Université de Batna 2011.
- [20] **J. Godejvac** « Idées nettes sur la logique floue » Presses polytechniques et universitaires romandes.