

FACULTE : TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE  
N°D'ORDRE / ELM



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE  
SPECIALITE : ELECTROMECHANIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU  
DIPLOME DE MASTER

**Présenté par**  
ZEGAAR Oussama  
BENTOUHAMI Djelloul

**Intitulé**

**Commande DTC floue appliquée à un moteur  
à induction**

Soutenue le ... / 06 / 2021 devant le jury composé de :

Dr. BENDAIKHA Abdelmalik	Université Mohamed Boudiaf -M'SILA	Président
Dr. BELHAMDI Saad	Université Mohamed Boudiaf -M'SILA	Encadreur
Dr. HELLALI lallouani	Université Mohamed Boudiaf -M'SILA	Co-Encadreur
Dr. LAAMARI Yahia	Université Mohamed Boudiaf - M'SILA	Examineur

Année universitaire : 2020 / 2021

## *Remerciements*

*Avant tout, je tiens à remercier le Dieu de nous avoir accordé le succès et qui nous a donné la force d'achever ce travail.*

*Nous tenons à remercier sincèrement les deux l'encadreurs de ce mémoire Dr. Belhamdi saad et Dr. Hillali lallouani pour l'aide précieuse qu'ils nous a offert dans de ce travail.*

*Nous tenons aussi à remercier l'ensemble des enseignants de l'électrotechnique.*

*Aussi, nos vifs remerciements à tous ceux qui nous ont*

*Aidés de près ou de loin avec leurs conseil afin de terminer les travaux.*

## *Dédicace*

*A mon cher père et ma chère mère*

*A tous mes frères ; Attia , Ilyes , Ahmed*

*A tous mes Sœurs.*

*Au jeune ;Brahim younes , mariem*

*A tous enseignants et les éducateurs qui*

*ont contribué à ma formation*

*Durant tout le parcours de mes études jusqu'à*

*Ce jour ;*

*...je dédie ce modeste travail.*

*BENTOUHAMI Djelloul.*

*A mon cher père et ma chère mère*

*A tous mes frères AHMED , ABDELHALIM , YAKOUB*

*A tous mes Sœurs.*

*Au jeune ;ZEGAAR AIMAN, MUSTAPHA*

*A tous enseignants et les éducateurs qui*

*ont contribué à ma formation*

*Durant tout le parcours de mes études jusqu'à*

*Ce jour ;*

*...je dédie ce modeste travail.*

*ZEGAAR oussama*

## Résumé

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse du moteur à Induction (MAS) alimenté par onduleurs de tension MLI à hystérésis. Pour commander la machine, on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique en premier lieu ; puis un régulateur PI flou. Présentation de la théorie de la commande floue, et son utilisation pour la conception d'un régulateur de vitesse flou ; Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour montrer la faisabilité de ces techniques de commande.

### **Mots clés :**

Machine asynchrone (MAS), Onduleur de Tension, Technique MLI à hystérésis, Régulateur PI, Logique floue.

# Sommaire

---

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## Chapitre I

### Modélisation et simulation d'un moteur à induction

I.1 Introduction.....	3
I.2. Mise en équations du modèle de la machine à induction.....	3
I.3. Principe de Fonctionnement d'une Machine à induction.....	4
I.3.1 Équations électriques.....	4
I.3.1.1 Equations électriques du stator.....	4
I.3.1.2 Equations électriques du rotor.....	5
I.3.2 Équations magnétiques.....	5
I.4. Application de la transformation de Park.....	6
I.4.1. Choix du référentiel d'observation.....	7
I.4.2.Équations en tension dans le repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ).....	8
I.4.3. Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator ( $\alpha, \beta$ ) .....	8
I.4.4. Forme d'état du modèle de la machine à induction dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ ).....	9
I.5. Simulation et interprétation.....	10
I.5.1 Interprétationdes résultats.....	11
I.6 Onduleur de tension.....	11
I.7 Modélisation des onduleurs.....	13
I.8 Conclusion.....	17

## Chapitre II

### Commande Directe du Couple applique à moteur asynchrone

II.1. Introduction.....	18
-------------------------	----

# Sommaire

---

II.2. Principe de la commande directe du couple.....	18
II.2.2. Avantages et Inconvénients de la DTC .....	18
II.2.2.1 Avantages de la DTC.....	18
II.2.2.2. Inconvénients de la DTC.....	19
II.2.3 Contrôle du couple électromagnétique de la machine .....	20
II.2.4. Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nulle.....	22
II.3 Application de l'onduleur de tension a deux niveaux.....	22
II.3.1 Sélection du vecteur tension $V_s$ .....	23
II.3.2 Estimation du flux statorique.....	24
II.3.3 Estimation du couple électromagnétique.....	25
II.4. Correcteur.....	25
II.4.1 Correcteur de flux.....	25
II.4.2 Correcteur du couple à deux niveaux.....	26
II.4.3. Correcteur à trois niveaux.....	26
II.5. Elaboration des tables de Commande.....	27
II.5.1 Table de commande du flux.....	28
II.5.2 Table de commande du couple.....	28
II.5.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	28
II.5.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.....	29
II.5.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs Tension Nulls .....	29

# Sommaire

---

II.6. Simulation et résultats.....	30
II.6.1 Control sont régulateur du la vitesse de MAS a deux niveaux.....	31
II.6.2 Control en régulateur PI de MAS deux niveaux.....	32
II.7 Conclusion.....	36

## Chapitre III

### **Contrôle direct du couple à base de la logique floue applique à un moteur asynchrone**

III.1. Introduction.....	37
III.2. Commande par la logique floue.....	37
III.3 Différence entre ensemble flou et ensemble booleen.....	38
III.4 Ensemble flou et variables linguistiques.....	38
III.5 Opérateurs de la logique floue.....	40
III.6 Structure d'un régulateur flou.....	42
III.6.1 Module de fuzzification.....	43
III.6.2 Fuzzification.....	43
III.6.3 Base de connaissances.....	43
III.6.4 Logique de prise de décision (bloc d'inférence).....	43
III.6.5 Inférences floues.....	44
III.6.5.1 Méthode d'inférence max-min.....	45
III.6.5.2 Méthode d'inférence max-produit.....	46
III.6.5.3 Méthode d'inférence som-produit.....	47
III.6.6 Défuzzification.....	47
III.7 Architecture d'une commande floue.....	48
III.8. Contrôle direct du couple à base de la logique floue.....	48
III.8.1 Choix des fonctions d'appartenances.....	49
III.8.1.1 Fuzzification.....	49
III.8.1.2 Variable de commande.....	50

# Sommaire

---

III.8.1.3 Défuzzification.....	50
III.9 Application de contrôleur floue type-1 à la MAS.....	50
III.10 Résultats de simulation.....	52
III.11 Conclusion.....	57
Conclusion générale.....	58

# Listes des Figures

---

## Listes des Figures

### Chapitre I

<b>Figure( I.1) :</b> Représentation schématique de la machine à induction.....	2
<b>Figure(I.2) :</b> illustre la schématisation d'une machine à induction.....	4
<b>Figure (I. 3) :</b> Représentation schématique d'une machine à induction Biphasée.....	6
<b>Figure (I.4) :</b> Résultats de simulation de la MAS lors de fonctionnement en Charge.....	8
<b>Figure (I.5) :</b> Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	10
<b>Figure(I.6) :</b> Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse.....	12
<b>Figure (1.7) :</b> Résultats de simulation de la MAS avec onduleur lors de Fonctionnement en charge.....	14

### Chapitre II

<b>Figure. II.1:</b> sélection de vecteur tension $V$ .....	18
<b>Figure.II.2:</b> Evolution du vecteur flux.....	18
<b>Figure. II.3:</b> Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du Flux rotorique.....	20
<b>Figure (II.4) :</b> schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux Niveaux.....	21
<b>Figure (II.5) :</b> Choix du vecteur tension.....	22
<b>figure(II.6).</b> a) Sélection des tensions $V_i$ pour contrôler le flux. b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux...	24
<b>Figure (II.7):</b> Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux.	24
<b>Figure (II.8):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC sont régulateur de la vitesse de MAS a deux niveaux.....	29
<b>Figure (II.9):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la	

## Listes des Figures

---

DTC-PI en cas de variation de la charge de la MAS.....	30
<b>Figure (II.10):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la	
DTC-PI en cas de variation de la vitesse de la MAS.....	31
<b>Figure (II.11):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la	
DTC-PI cas de variation de la résistance rotorique de la MAS.....	32

### Chapitre III

<b>Figure. (III.1)</b> Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou.....	36
<b>Figure(III.2)</b> fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou Jeune.....	37
<b>Figure(III.3)</b> fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou Vieux.....	37
<b>Figure(III.4)</b> Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou Moyen.....	37
<b>Figure(III.5)</b> Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge.....	38
<b>Figure(III.6)</b> Opérateur NON.....	39
<b>Figure(III.7)</b> Opérateurs logiques : (A) ensembles flous a et b; (B) ensembles flous $a \cap b$ ; (C) ensembles flous $a \cup b$ .....	40
<b>Figure (III.8)</b> : Le schéma général d'une commande floue.....	40
<b>Figure (III.9)</b> : Exemple d'inférence MAX-MIN (Mamdani).....	43
<b>Figure (III.10)</b> :Exemple d'inférence MAX- PRODUIT.....	44
<b>Figure(III.11)</b> Architecture d'une commande floue.....	45
<b>Figure (III.12)</b> : schéma du contrôle direct du couple flou.....	47
<b>Figure(III.13):</b> Structure du contrôleur flou type-1.....	48
<b>Figure (III.14):</b> Formes des fonctions d'appartenance pour (e), $(\Delta e)$ et $(\Delta u)$ .....	49

## Listes des Figures

---

<b>Figure (III.15):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la vitesse de la MAS.....	52
<b>Figure (III.16):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la charge de la MAS.....	53
<b>Figure (III.17):</b> Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la résistance de la MAS.....	54

# Liste des Tableau

---

## Liste des Tableau

### Chapitre II

<b>Tableau(II.01):</b> Table de commutation généralisée.....	25
<b>Tableau(II.02):</b> Table de commande du flux.....	26
<b>Tableau(II.03):</b> Table de commande du couple.....	26
<b>Tableau(II.04):</b> Table de commutation avec les vecteurs tension actifs.....	27
<b>Tableau (II.05) :</b> Table de commutation avec les vecteurs tension nuls.....	28

### Chapitre III

<b>Tableau(III.1) :</b> Matrice d'inférence de 5 ensembles flous.....	50
---	----

# Notation et Symboles

---

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : Commande Directe du Couple.

PI : régulateur proportionnel intégrale.

$L_s$ : inductance propre des phases statoriques.

$L_r$ : inductance propre des phases rotoriques.

$L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique

$M_{sr}$ : inductance mutuelle entre rotor et stator.

$M_s$ : inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$ : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_0$  : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase.

$X_{abc}$ : est une grandeur (tension, courant ou flux).

$C_r$  : Couple résistant.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_f$  : Couple de frottement.

$J$  : moment d'inertie de la machine tournante.

$\omega$  : Vitesse électrique du rotor ;

$f_c$  : Coefficient de frottement.

$\theta$ : L'angle électrique entre la première phase statorique et la première phase rotorique.

$\theta_c$ : L'angle électrique entre l'axe triphasé du stator (OA) et l'axe biphasé (Od).

$\theta_r$ : L'angle électrique entre l'axe triphasé du rotor(Oa) et l'axe biphasé (Od).

$\omega_c$ : La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

$\omega_r$ : La vitesse angulaire électrique rotorique.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r T_r}$ : Coefficient de dispersion de Blondel.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ : Constante de temps rotorique .

$\omega_r = p\Omega_r$ : Pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

## Notation et Symboles

---

$\emptyset$ : Flux d'induction.

$\emptyset_s(K + 1)$ : vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant.

$\emptyset_s(K)$ : vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel.

$\Delta\emptyset_s$ : variation du vecteur flux statorique.

$T_e$ : période d'échantillonnage.

Cflx : Contrôleur du flux.

Ccpl : Contrôleur du couple.

d/dt: Opérateur dérivé.

$\alpha$ : Axe  $\alpha$  direct du repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator.

$\beta$ : Axe  $\beta$  en quadrature du repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator.

$R_s$ : Résistance statorique.

$R_r$ : Résistance rotorique.

$P$ : Nombre de paires de poles.

$V_s$ : Vecteur de Tension statorique.

$V_r$ : Vecteur de Tension rotorique.

$\omega$ : Vitesse angulaire.

$\mu$ : Facteur d'appartenance des variables linguistiques.

**E**: Elevée ;

**M**: Moyenne ;

**F**: Faible ;

**Z**: Zéro ;

**P**: Positive ;

**GP**: Grand positif.

**NG**: Négatif Grand

**N**: Négatif (Negative).

## Notation et Symboles

---

**Z** : Zéro (Zero).

**P** :Positif (Positive).

**PG**:Positif Grand

# INTRODUCTION

# GENERALE

# INTRODUCTION GENERALE

Les machines à courants alternatifs utilisées en asservissement de vitesse et/ou de position dans l'industrie, exigées par la robotisation, subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, lesquels sont bien moins perforants en terme de couple massique et surtout plus onéreux particulièrement, le moteur asynchrone, est actuellement l'objet d'un intérêt accru dans les domaines industriels et universitaires. Les avantages intrinsèques du moteur asynchrone sont bien connus : robustesse, faible coût de fabrication, absence de maintenance [DK 00]. Cependant, le moteur asynchrone présente un modèle dynamique, non linéaire fortement couplé, difficilement commandable.

L'introduction de la commande vectorielle par Blaschke en 1971 a permis d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'obtenir un contrôle semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

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 multi variable 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 statorique 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

## INTRODUCTION GENERALE

---

donné lieu à de nombreux développements. Nous pouvons ainsi citer : la commande directe de couple développée initialement pour les machines asynchrones, La nature, naturellement variante, 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. Nous avons ainsi réalisé le premier type de commande avec une régulation conventionnelle PI [3].

Cependant les performances de cette technique classique ne sont pas satisfaisantes en raison de non linéarité ainsi que la variation des paramètres à commander. 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 un 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.

La logique floue se présente comme une alternative, car elle est une extension de la logique classique, dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites. Elle a été créée en 1965 grâce aux travaux du professeur [Lotfi A.Zadeh]. Face aux techniques conventionnelles, la logique floue fait la preuve de son efficacité, dans la commande des systèmes complexe. Les inconvénients majeurs des régulateurs flous sont dans l'obtention des gains et que leur loi de commande est calculée seulement à partir de l'erreur et la variation de celle-ci. Pour remédier à ces difficultés, afin d'améliorer la réponse du système, une supervision floue du régulateur PI, se présente comme une solution aux inconvénients engendrés par les deux techniques.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation de l'association machine asynchrone – convertisseur statique.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande directe du couple et l'implantation des régulateurs classiques pour la commande en vitesse.

Le troisième chapitre concerne a un aperçu sur les éléments de base de la logique floue.

# CHAPITRE I

## MODÉLISATION ET SIMULATION

### D'UN MOTEUR À INDUCTION

## I.1 Introduction

Le moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone. Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur à induction permet aussi la réalisation des entraînements à vitesse variable, et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques et particulièrement le moteur asynchrone [6].

La machine à induction présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne tout fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, La modélisation de la machine à induction représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour le calcul de certaines commandes [6].

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine à induction ; basée sur la transformation de Park, et différentes techniques de modulation MLI.

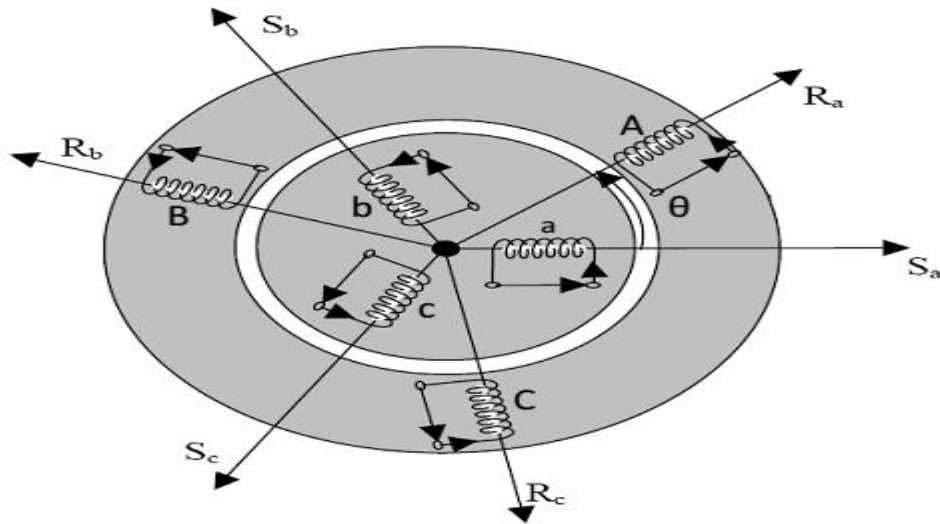
## I.2. Mise en équations du modèle de la machine à induction

La représentation schématique du MAS dans l'espace électrique est donnée sur la figure (1.1) elle est munie de six enroulements.

Le stator du moteur est formé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversé par trois courants variables.

Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bobines est nulle.

L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétique des phases a et A choisis comme axes de référence.



Figure( I.1) : Représentation schématique de la machine à induction

### I.3. Principe de Fonctionnement d'une Machine à induction

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m. au rotor où les enroulements sont en court-circuit. Les courants induits au rotor créent une force magnétomotrice qui interagit avec la force magnétomotrice provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique.

#### I.3.1 Équations électriques

A partir de loi de Faraday

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

Nous pouvons alors résumer cette expression par l'écriture matricielle condensée pour les trois phases:

$$[V_{SABC}] = [R_{SABC}] \cdot [I_{SABC}] + \frac{d[\phi_{SABC}]}{dt} \quad (I.2)$$

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}] \cdot [I_{rabc}] + \frac{d[\phi_{rabc}]}{dt} \quad (I.3)$$

##### I.3.1.1 Equations électriques du stator

Les grandeurs ci-dessous sont définies dans un repère immobile lié au stator de système d'axes ( $X_A, X_B, X_C$ ):

$$\begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{AS} \\ I_{BS} \\ I_{CS} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{AS} \\ \phi_{BS} \\ \phi_{CS} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

### I.3.1.2 Equations électriques du rotor

Les grandeurs ci dessous sont définies dans un repère attaché à la partie tournante de système d'axes ( $X_a, X_b, X_c$ ), le rotor tourne à la vitesse

$$\omega = \frac{d\sigma}{dt}$$

par rapport au repère immobile :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

### I.3.2 Équations magnétiques

L'écriture des flux est définie comme suit:

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

L'écriture matricielle des inductances statorique  $[L_{ss}]$ , et rotorique  $[L_{rr}]$  sont sous les formes suivantes:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

L'écriture matricielle de la mutuelle stator/rotor est donnée sous la forme suivante:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Avec :} \begin{cases} M_1 = M_0 \cdot \cos(\theta) \\ M_2 = M_0 \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_0 \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$L_s$ : inductance propre des phases statoriques

$L_r$ : inductance propre des phases rotoriques.

$M_{sr}$ : inductance mutuelle entre rotor et stator.

$M_s$ : inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$ : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

$M_0$  : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase.

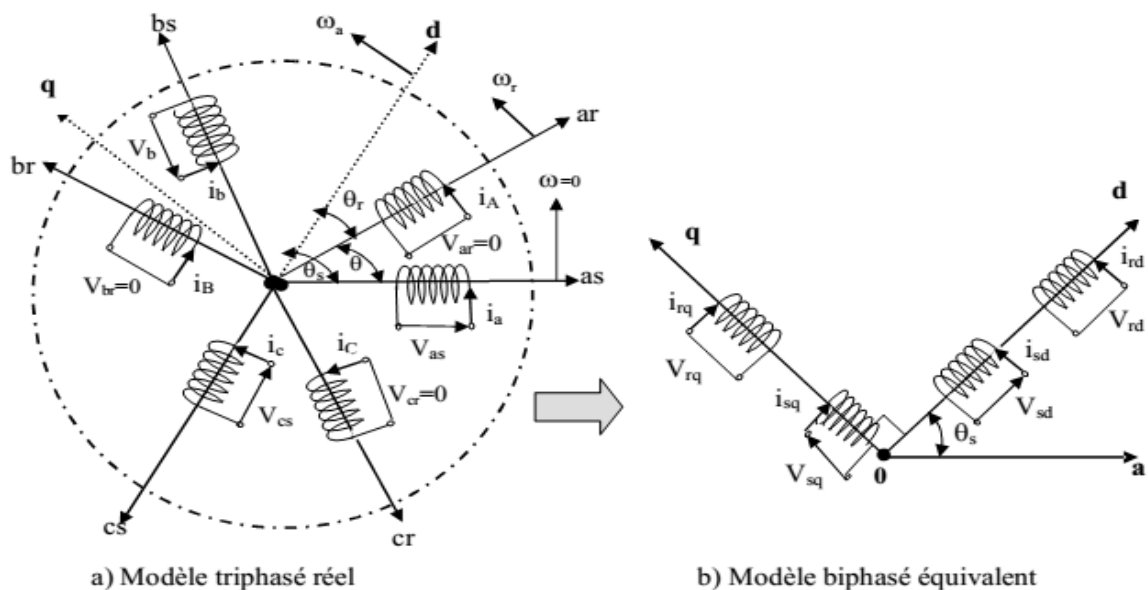
Finalement les équations de tension s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{sABC} = R_s I_{sABC} + \frac{d}{dt} L_s \cdot I_{sABC} + M_{sr} \cdot I_{rabc} \\ V_{rabc} = R_s I_{rabc} + \frac{d}{dt} L_s \cdot I_{rabc} + M_{rs} \cdot I_{sABC} \end{cases} \quad (I.11)$$

#### I.4. Application de la transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée de Clark ou de Concordia suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère ABC vers le repère  $\alpha, \beta$  puis vers le repère d,q. Le repère  $\alpha, \beta$  est toujours fixe par rapport au repère abc, par contre le repère d,q est mobile. Il forme avec le repère fixe  $\alpha, \beta$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

La figure(I.2) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.



Figure(I.2) : illustre la schématisation d'une machine à induction

- **Transformation de Park**

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase statorique et le système d'axe (d,q), elle est définie par :[7]

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

L'angle  $\theta$  dans la matrice  $P(\theta)$  prend la valeur  $\theta_s$  pour les grandeurs statorique et la valeur  $(\theta_s - \theta_r)$  pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \text{ avec: } P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Ou  $X_{abc}$  est une grandeur (tension, courant ou flux).

Tel que :

$\theta$ : L'angle électrique entre la première phase statorique et la première phase rotorique.

$\theta_c$ : L'angle électrique entre l'axe triphasé du stator (OA) et l'axe biphasé (Od).

$\theta_r$ : L'angle électrique entre l'axe triphasé du rotor (Oa) et l'axe biphasé (Od).

$\omega_c$ : La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

$\omega_r$ : La vitesse angulaire électrique rotorique.

Le modèle biphasé générale de la machine asynchrone s'écrit dans le repère de Park sous la forme suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + M \frac{dI_{rd}}{dt} - \omega_c L_s I_{sq} - \omega_c M I_{rq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + M \frac{dI_{rq}}{dt} + \omega_c L_s I_{sd} + \omega_c M I_{rd} \\ V_{rd} = 0 = R_r \cdot I_{rd} + L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + M \frac{dI_{sd}}{dt} - L_r I_{rq} (\omega_c - \omega) - M I_{sq} (\omega_c - \omega) \\ V_{rq} = 0 = R_r \cdot I_{rq} + L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + M \frac{dI_{sq}}{dt} + L_r I_{rd} (\omega_c - \omega) + M I_{sd} (\omega_c - \omega) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Pour les composantes des flux statoriques et rotoriques elles sont exprimées par:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

### I.4.1. Choix du référentiel d'observation

Le référentiel est le système (Od, Oq), associée à la vitesse de rotation choisie pour lui, trois type de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

- Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de vitesse de rotation.

- Référentiel immobile par rapport au rotor

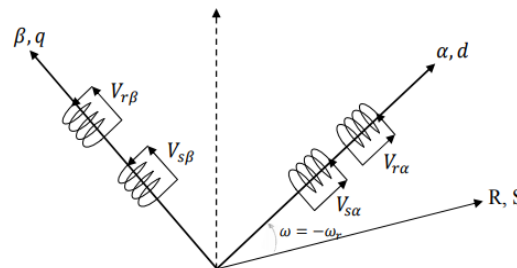
Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit.

- Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Ce référentiel est le seul qui n'introduire pas de simplification dans la formulation des équations du modèle, il est cependant particulièrement avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs.

### I.4.2. Équations en tension dans le repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ )

La figure (I-3) représente la schématisation d'une machine à induction biphasée équivalente dans le repère ( $\alpha, \beta$ ).



**Figure (I. 3) :** Représentation schématique d'une machine à induction biphasée dans le repère ( $\alpha, \beta$ ).

### I.4.3. Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator ( $\alpha, \beta$ )

Dans ce cas le système d'équations (1.1) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

En introduisant les expressions des flux (I.17) dans le système (I.18) celui-ci devient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r (L_r \cdot i_{r\beta} + M i_{s\beta}) \\ 0 = V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega_r (L_r \cdot i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

#### I.4.4. Forme d'état du modèle de la machine à induction dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ )

Le concept de la commande idéalisée d'une machine asynchrone à pour but d'établir les performances que l'on peut espérer d'une actionneur réel, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension doit donc traduire ces performances.

A fin de mettre en évidence l'intérêt qui motive le choix de ce modèle. IL parait indispensable d'appuyer par des résultats de simulation l'étude théorique que nous allons développer.

**Equations électriques :**

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r \cdot M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r \cdot M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Avec:

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r T_r}$ : Coefficient de dispersion de Blondel ;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ : Constante de temps rotorique ;

$\omega_r = p\Omega_r$ : Pulsation mécanique du rotor, et  $p$  étant le nombre de paires de pôles.

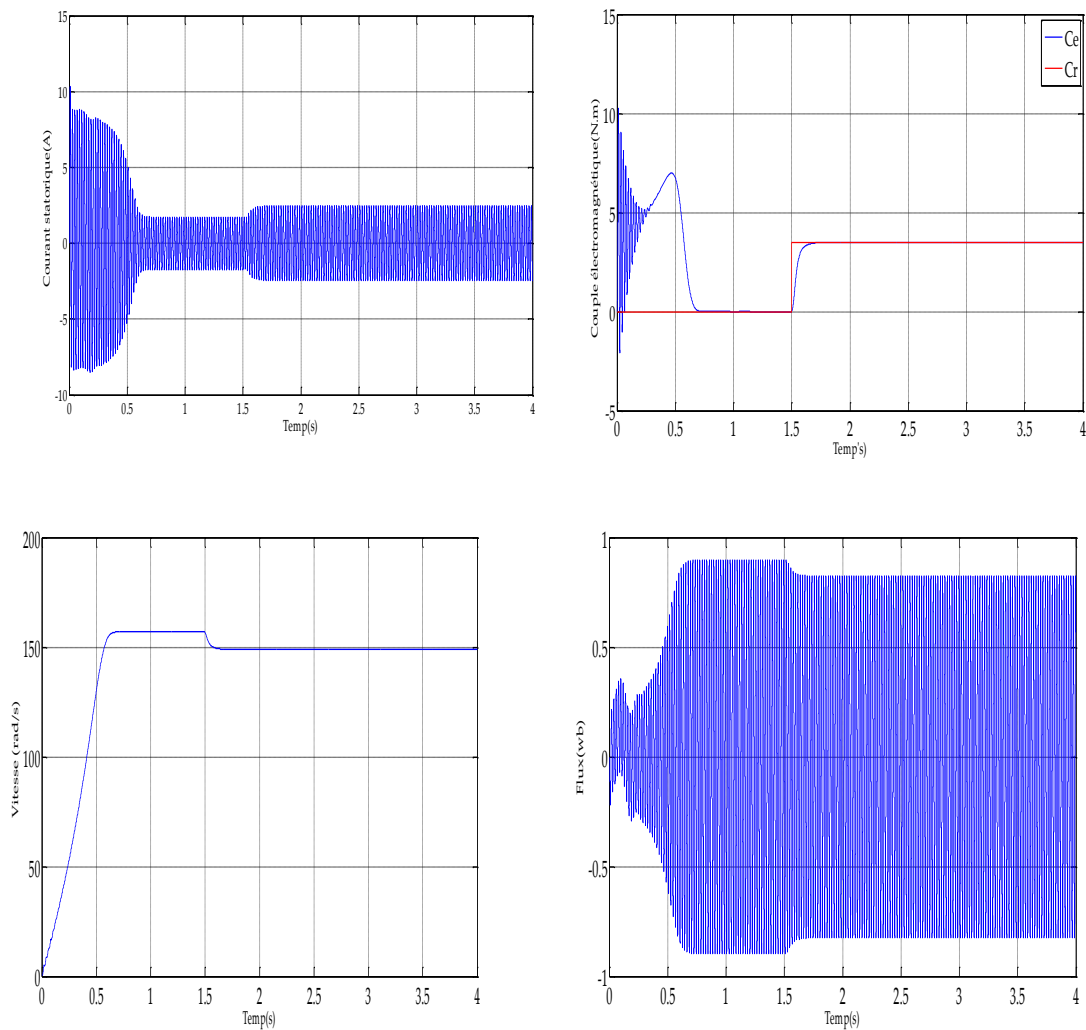
**Equation mécanique :**

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + C_f \quad (I.20)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\varphi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (I.21)$$

### I.5. SIMULATION ET INTERPRETATION

La figure (I.4) présente les résultats de simulation du système en boucle ouverte, le moteur est couplé directement au réseau, puis nous avons appliqué un couple résistant ( $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ ) est effectuée à l'instant  $t = 1.5\text{s}$ .



**Figure (I.4) : Résultats de simulation de la MAS lors de fonctionnement en charge.**

### **I.5.1 Interprétation des résultats:**

En première étape on va simuler numériquement le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard 220V, 50 Hz.

L'examen des courbes de la figure (1.4) permet de constater qu'aux premiers instants du démarrage, l'allure de la vitesse présente des oscillations avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise en régime permanent à la vitesse proche de celle du synchronisme 157 rad/s. Le couple présente une composante pulsante très important, après disparition du régime transitoire le couple tend pratiquement vers zéro (charge nulle). Le courant statorique présente des oscillations successives, et disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Le flux rotorique se présente sous forme sinusoïdale d'amplitude à une valeur constante d'environ 0.78 Wb.

En deuxième étape, une perturbation du couple ( $C_r=3.5\text{N.m}$ ) est appliqué à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=4\text{s}$ ) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (1.4).

Lors de l'application de la charge, on remarque une diminution permanente de la vitesse, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation. Le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant. Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Le flux rotorique conserve sa forme avec une légère diminution de son module.

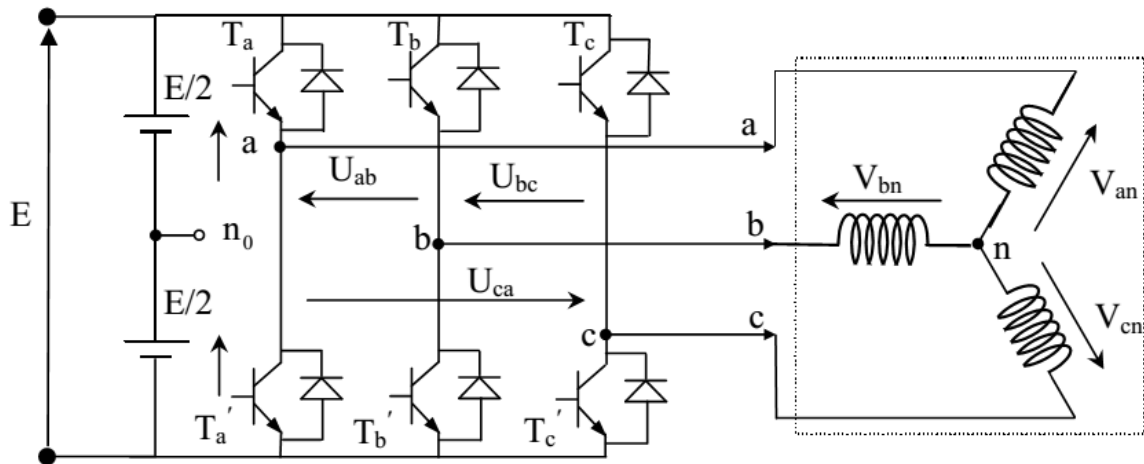
### **I.6 ONDULEUR DE TENSION**

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine, [8]. L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (IGBT) et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras, [9].

Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires pour éviter le court-circuit de l'alimentation continue de l'onduleur.

### I.6.1 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Pour modéliser l'onduleur de tension, **Figure**.(I.5), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à  $E/2$  connectés à un point noté  $n_0$ .



**Figure** (I.5) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a [10,11]:

Si  $S_i = 1$ ,  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert ;

Si  $S_i = 0$ ,  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant.

Avec  $i = a, b, c$ .

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.22)$$

Où « o » point milieu fictif à l'entrée continu (voir **Figure** (I.5) )

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les tensions de phase.

V<sub>no</sub> la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Pour un système équilibré  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ , il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.24)$$

En remplaçant (I.23) dans le système (I.24), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} - \frac{1}{3}V_{ao} \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2} \quad \text{avec } i=a,b,c \quad \begin{cases} S_i = 1 \Rightarrow V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 \Rightarrow V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.26)$$

$$\text{Il vient alors :} \quad \begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (I.27)$$

En remplaçant (I.25) dans (I.27), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Si V<sub>ao</sub>, V<sub>bo</sub>, V<sub>co</sub> sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V<sub>an</sub>, V<sub>bn</sub>, V<sub>cn</sub> sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.[12]

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Les composantes de la tension U<sub>s</sub> alimentant la machine (V<sub>sa</sub>, V<sub>sβ</sub>) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphase par le biais de la matrice « Concordia » respectant le transfert de la puissance, .

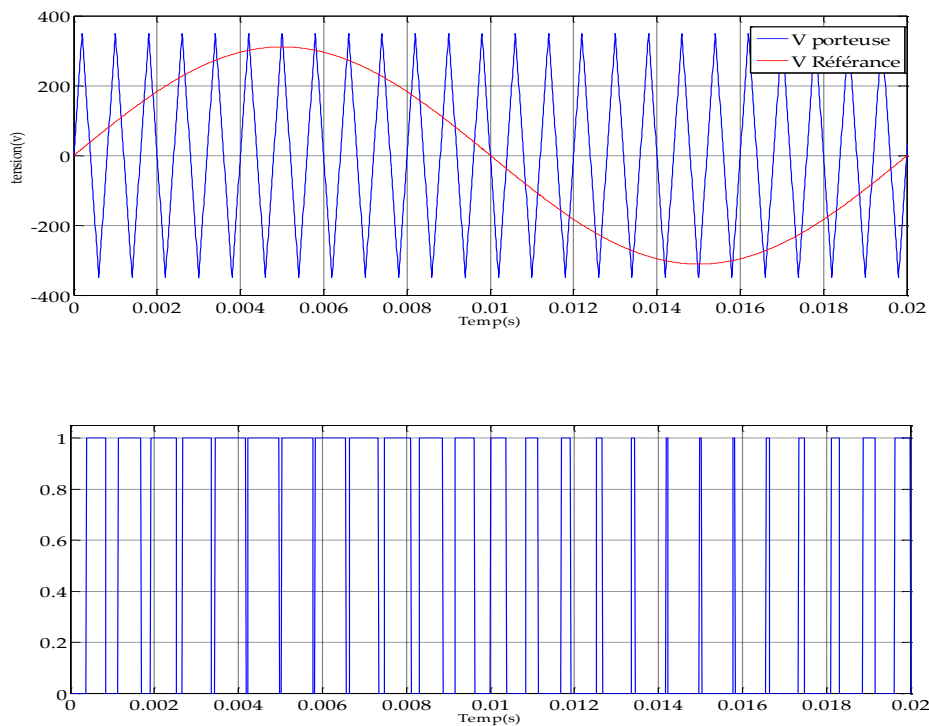
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

**I.7 Modélisation des onduleurs** : Onduleur de tension MLI à hystérésis : Les onduleurs

de tension commandes en MLI sont des convertisseurs de type continu alternatif, a commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour d'hui, cette

association est la plus indiquée [13]. Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies de convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux.

**Principe** : Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux figure (I.6) Le premier qui est appelé signal de référence  $V_{\text{réf}}$  représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Le second qui est appelé signal de la porteuse  $V_{\text{por}}$ , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.



**Figure(I.6) :Représentation de l'onde modulante et l'onde porteus**

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si les fréquences:

$$f_{\text{porteuse}} > 20f_{\text{référence}}$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p}$$

$I_{\text{mod}}$  : Indice de modulation

$V_m$  : Valeur maximale de la tension de référence.

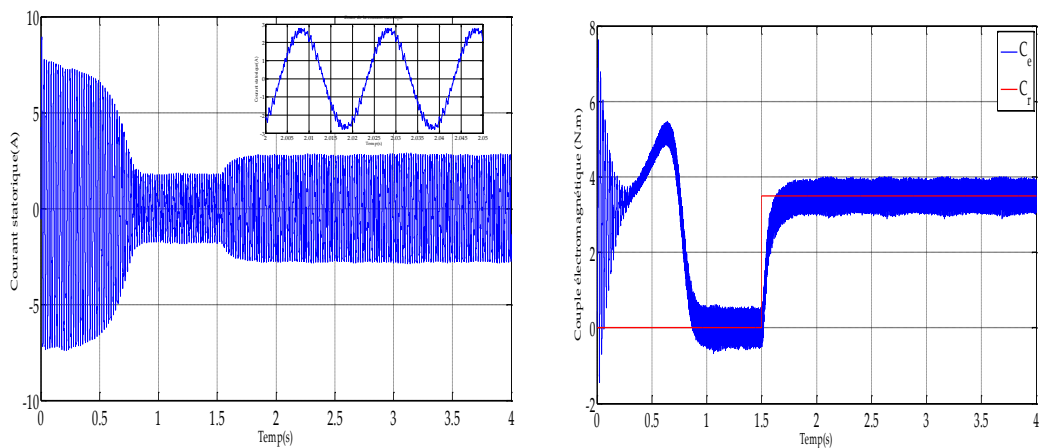
$V_p$  : Valeur de crête de la porteuse.

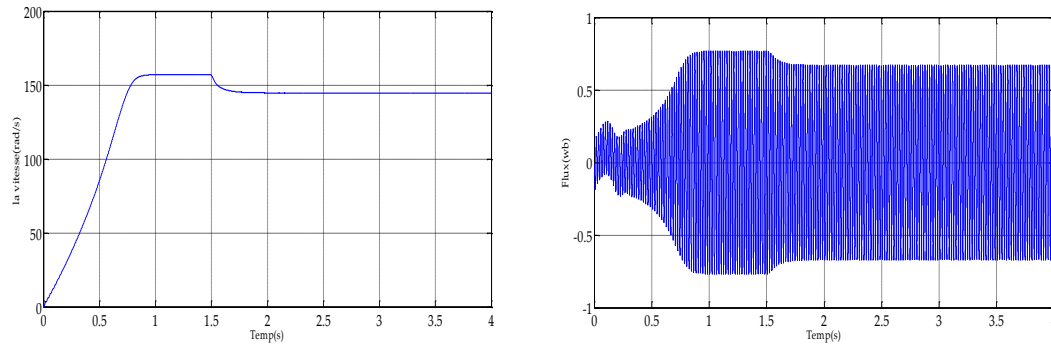
La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

$$V_{\text{imax}} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}}$$

$U_c$  : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

**Résultats de simulation** : La figure (I.7) présente les résultats de simulation du système en boucle ouverte, le moteur est couplé directement au réseau, puis nous avons appliqué un couple résistant ( $C_r = 3.5 \text{ N.m}$ ) est effectuée à l'instant  $t = 1.5 \text{ s}$





**Figure (1.7) : Résultats de simulation de la MAS avec onduleur lors de fonctionnement en charge.**

**Interprétations des résultats** Les courbes de la figure (I.7) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ( $C_r=3.5$  N.m) de la machine associée à un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur.

Le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. L'allure de composante du courant statorique est semblable à celle obtenue avec alimentation directe sous pleine tension.

**I.8 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK qui ramène la machine triphasée en une machine diphasé équivalente. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

L'application d'une commande MLI de l'onduleur en boucle ouverte provoque des inconvénients au fonctionnement de la machine comme les harmoniques de courant, les oscillations du couple et du flux, ce qui implique d'appliquer une commande qui sert à réaliser les exigences industrielles comme la commande DTC qui sera l'objet du second chapitre.

# CHAPITRE II

## COMMANDE DIRECTE

### DU COUPLE APPLIQUÉE

#### À UN MOTEUR

#### ASYNCHRONE

## II.1.Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachiet Depenbroke* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [14] [15]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [14].

La DTC est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [16].

## II.2.Principe de la commande directe du couple

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanées, parmi les quels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.

La commande DTC d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple [17]. Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone.

### II.2.1.Avantages et Inconvénients de la DTC [18]

#### II.2.1.1 Avantages de la DTC

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.

- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

### II.2.1.2 Inconvénients de la DTC

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

### II.2.2. Contrôle du flux statorique

La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans un repère fixe ( $\alpha, \beta$ ).

$$V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (\text{II.1})$$

On obtient:

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.2})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$  et si on considère que  $V_s \gg R_s I_s$  donc l'équation (II.2) en discret peut s'écrire:

$$\phi_{s\alpha}(K+1) = \phi_{s\alpha}(K) + V_s \cdot T_e \quad (\text{II.3})$$

Donc :

$$\Delta \phi = V_s \cdot T_e \quad (\text{II.4})$$

Avec:

$\phi_s(K+1)$ : vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant,

$\phi_s(K)$ : vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel,

$\Delta \phi_s$ : variation du vecteur flux statorique,

$T_e$ : période d'échantillonnage,

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux  $s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la Figure (II.1).

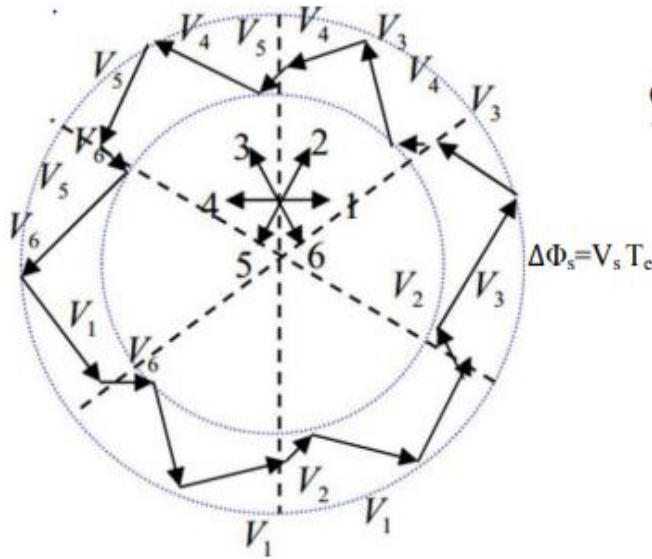


Figure (II.1): sélection de vecteur tension V

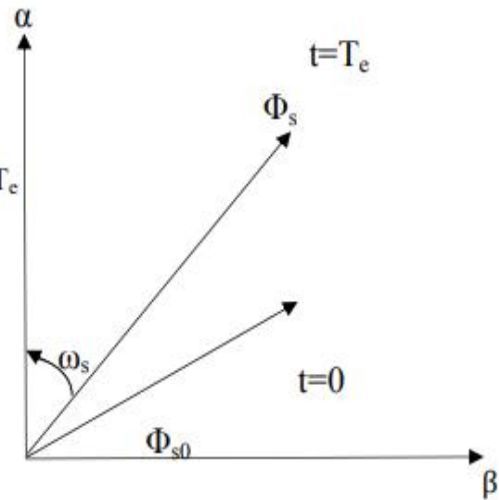


Figure (II.2): Evolution du vecteur flux

La composante radiale du flux fait varier l'amplitude de  $\Phi_s$  et la composante tangentielle du couple fait varier la position de  $\Phi_s$ . En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_e$ , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux  $\Phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\Phi_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_c$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique, lorsque le vecteur tension  $V$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\Phi_s$  est donnée par sa dérivée ( $\frac{d\Phi_s}{dt}$ ) ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\Phi_s$ .

La vitesse de rotation de  $s$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\Phi_s$  et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative.

### II.2.3. Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [19].

$$C_{em} = P(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{II.5}$$

La dérivée du couple s'exprime de la façon suivante:

$$\frac{dc_{em}}{dt} = P\left(\Phi_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \Phi_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt}\right) + P\left(i_{s\beta} \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} - i_{s\alpha} \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt}\right) \tag{II.6}$$

Or, on a les équations magnétiques suivantes:

$$\begin{aligned} \Phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{aligned} \tag{II.7}$$

D'autre part, considérons les d'équations (II.7) de la machine exprimant dans repère d'axes fixes :

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + M \frac{d(i_s+i_r)}{dt} \quad (\text{II. 8})$$

$$0 = R_r i_r + L_s \frac{di_r}{dt} + M \frac{d(i_s+i_r)}{dt} - j\omega \Phi_r \quad (\text{II. 9})$$

Comme  $M \gg L_s, L_r$  on suppose:

$$\frac{d(i_s+i_r)}{dt} = 0 \quad (\text{II. 10})$$

Donc, sur un intervalle de temps court séparant deux instants d'échantillonnage nous

Avons:

$$i_s = -i_r \quad (\text{II. 11})$$

Par conséquent, le système des équations (II.8), (II.9) dévient

$$V_s = R_s I_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (\text{II. 12})$$

$$0 = R_r I_r + L_s \frac{di_r}{dt} - j\omega \Phi_r \quad (\text{II. 13})$$

En tenant compte de l'équation (II.11), les deux équations (II.12), (II.13) s'ajoutent et se résument en une seule équation.

$$V_s = (R_s + R_r) i_s + (L_s + L_r) \frac{di_s}{dt} + j\omega \Phi_r \quad (\text{II. 14})$$

Ainsi, nous exprimons la dérivée du courant statorique en fonction de la tension statorique, du flux rotorique et du courant statorique

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{(i_s+i_r)} [V_{s\alpha} - (R_s + R_r) i_{s\alpha} + j\omega \Phi_{r\beta}] \quad (\text{II. 15})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{(i_s+i_r)} [V_{s\beta} - (R_s + R_r) i_{s\beta} + j\omega \Phi_{r\alpha}]$$

D'autre part à partir de l'expression (II.1) nous avons le système d'équation suivant:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (\text{II. 16})$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}$$

En remplaçant les équations (II.15) et (II.16) dans l'équation (II.6), nous obtenons l'équation de la variation du couple (II.19) sachant que

$$\Phi_{r\alpha} = \Phi_{s\alpha} - (L_s + L_r) i_{s\alpha} \quad (\text{II. 17})$$

$$\Phi_{r\beta} = \Phi_{s\beta} - (L_s + L_r) i_{s\beta}$$

La dérivée du couple valable à l'échelle de temps de la commutation est la suivant:

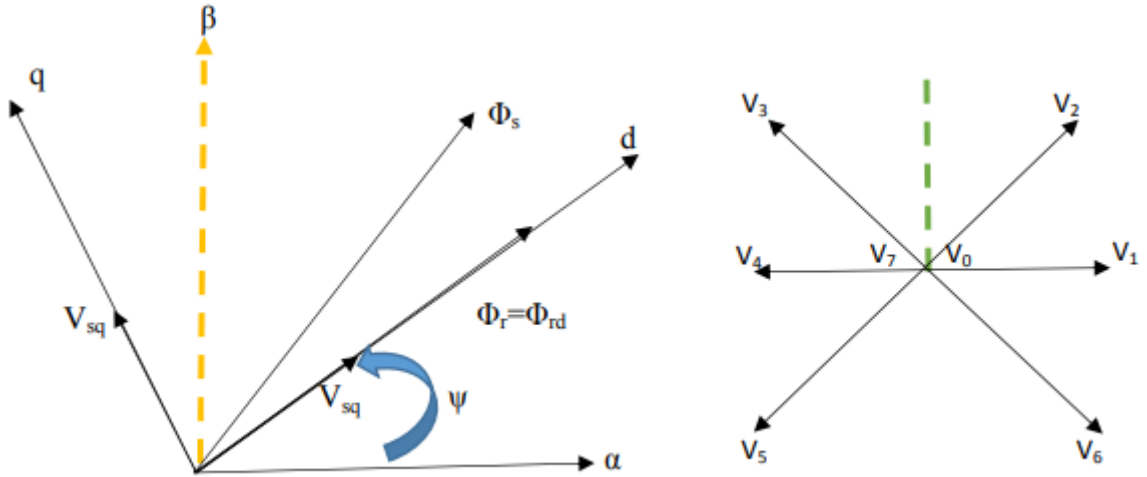
$$\frac{dc_{em}}{dt} = \frac{P}{(i_s+i_r)} \left[ \Phi_{r\alpha} (v_{s\beta} - \omega \Phi_{s\alpha}) - \Phi_{r\beta} (v_{s\alpha} - \omega \Phi_{s\beta}) \frac{R_s+R_r}{P} c_{em} \right] \quad (\text{II. 18})$$

Ou bien:

$$\frac{dc_{em}}{dt} = \frac{P}{(i_s+i_r)} \left[ I_m [\Phi_r^* (v_s - j\omega\Phi_s)] - \frac{R_s+R_r}{P} c_{em} \right] \quad (II.19)$$

Nous exprimons aussi la dérivée du couple dans un repère tournant d'axes (d, q) ou l'axe d coïncide avec le flux rotorique fig. II.2.

$$\frac{dc_{em}}{dt} = \frac{P}{(i_s+i_r)} \left[ (v_s - j\omega\Phi_s \parallel \Phi_r \parallel - \frac{R_s+R_r}{P} c_{em} \right] \quad (II.20)$$



**Figure (II.3):** Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique  
 A partir de l'équation (II.20), nous avons de façon approché l'évolution du couple électromagnétique pour tout point de fonctionnement de la machine asynchrone et quel que soit la séquence de tension appliquée [20].

**II.2.4. Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nulle**

Lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée ( $V_s = 0$ ), la dérivée du couple s'exprime de la façon suivante.

$$\frac{dc_{em}}{dt} = - \frac{P}{(i_s+i_r)} \left[ \omega\Phi_{sd} \parallel \Phi_r \parallel + \frac{R_s+R_r}{P} c_{em} \right] \quad (II.21)$$

L'expression (II.30) montre qu'une séquence de tension nulle permet de faire varier le couple dans un sens ou dans l'autre selon le point de fonctionnement de la machine. En conséquence, pour augmenter le couple ( $\frac{dc_{em}}{dt} > 0$ ) il faut appliquer le vecteur de tension qui permet d'avoir la composante la plus grande en quadrature par rapport au flux rotorique et tel que:

$$V_s > \left( \omega\Phi_{sd} + \frac{R_s+R_r}{P \parallel \Phi_r \parallel} c_{em} \right) \quad (II.22)$$

Si non, le vecteur de tension appliqué, diminue le couple ou le garde constant.

**II.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX**

Le schéma de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux est représenté sur la Figure (II.4).

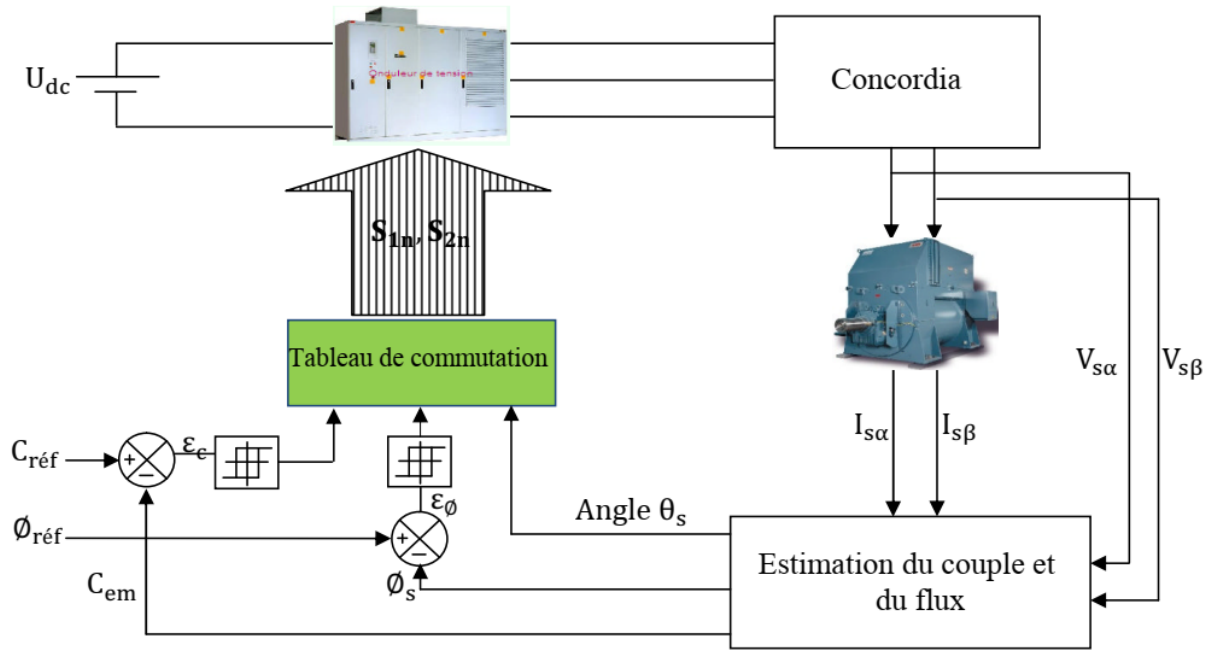


Figure (II.4) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.

### II.3.1 Sélection du vecteur tension $V_s$

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [21]. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [22].

Le choix du vecteur tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\overline{\Phi}_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\overline{\Phi}_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [21].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i=1,2,\dots,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si  $\overline{V}_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si  $\overline{V}_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si  $\overline{V}_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si  $\overline{V}_{i-2}$  est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $\overline{V}_0$  ou  $\overline{V}_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [23]. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la fig (II.6).

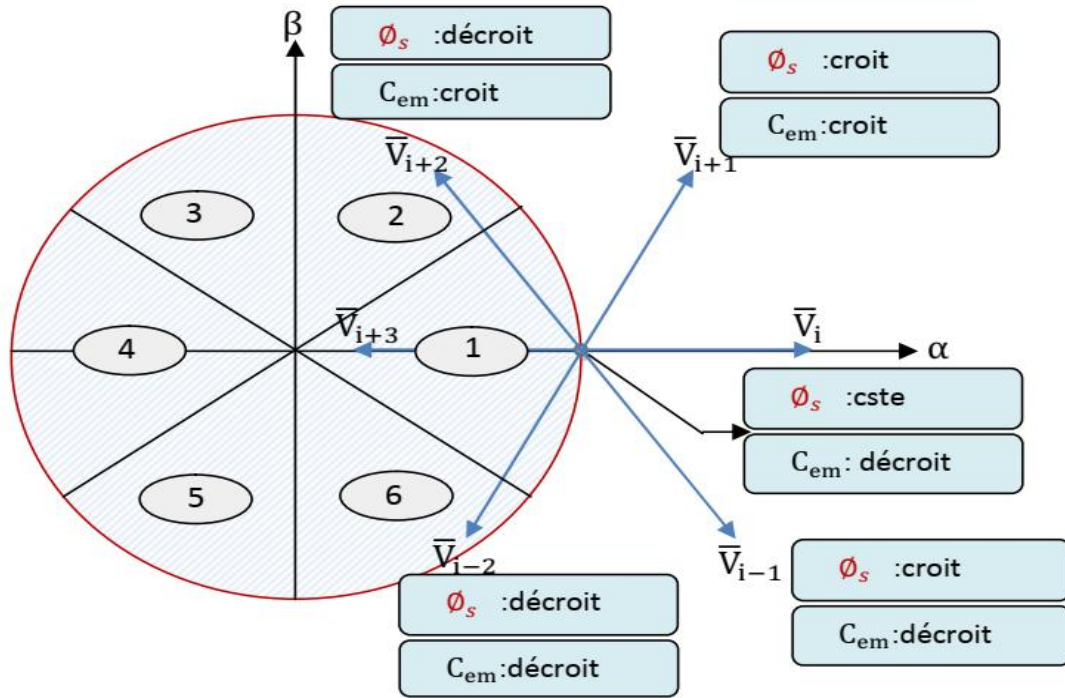


Figure (II.5) : Choix du vecteur tension

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\overline{V}_{i+1}$  et  $\overline{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\overline{\phi}_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs  $\overline{V}_{i+1}$  et  $\overline{V}_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\overline{\phi}_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [20]. Quel que soit le sens d'évolution du couple

ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\overline{V}_i$  et  $\overline{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de  $\overline{\phi}_s$  la position de dans la zone.

### II.3.2 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [24,25]:

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \tag{II.23}$$

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \tag{II.24}$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs courants statoriques  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$\overline{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \tag{II.25}$$

$$i_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{s\beta} - i_{s\alpha}) \right] \tag{II.26}$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha} \quad (\text{II.27})$$

$$I_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \right]$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.28})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux  $\Phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$

L'angle  $a_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\overline{\Phi_s}$  est égal :

$$a_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.29})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

### II.3.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.30})$$

## II.4. CORRECTEURS

### II.4.1 Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure(II.7). [26], [27]

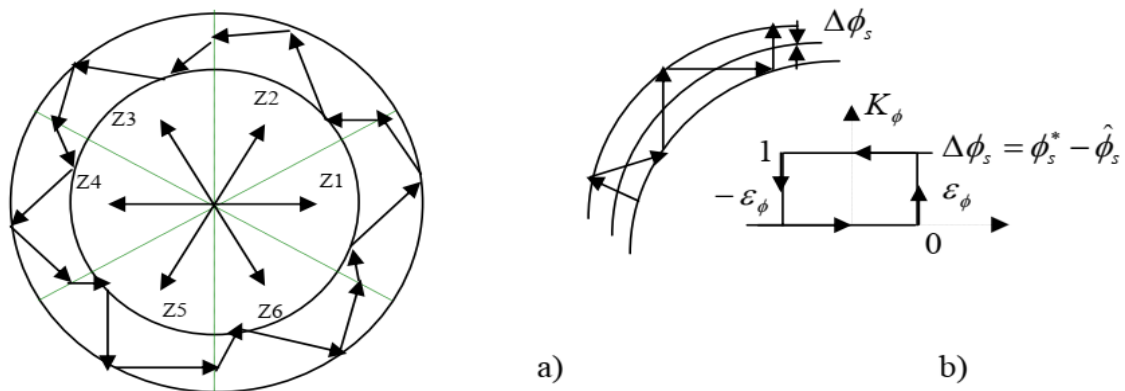
La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique. On peut écrire alors:

$$\begin{aligned} & \text{Si } \Delta\Phi_s > \varepsilon_\Phi \text{ alors } K_\Phi = 1 \\ & \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\Phi \text{ et } d\Delta\Phi_s/dt > 0 \text{ alors } K_\Phi = 0 \\ & \text{Si } 0 \leq \Delta\Phi_s \leq \varepsilon_\Phi \text{ et } d\Delta\Phi_s/dt < 0 \text{ alors } K_\Phi = 1 \\ & \text{Si } \Delta\Phi_s < -\varepsilon_\Phi \text{ alors } K_\Phi = 0 \end{aligned}$$

$K_\Phi = 0$  Signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\Phi = 1$  Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques



figure(II.6) : a) Sélection des tensions  $V_i$  pour contrôler le flux  
 b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

### II.4.2 Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\phi_s$ , n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [34]. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [28].

### II.4.3. Correcteur à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple. Pour mieux contrôler le couple dans les quatre quadrants de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.[29]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif

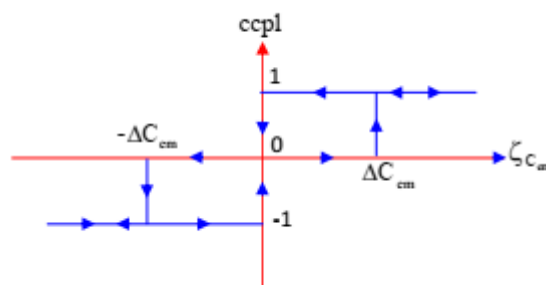


Figure (II.7): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

Ce comparateur est modélisé par l’algorithme suivant :

Si  $\Delta C_e > \varepsilon_{Ce}$  alors  $K_c = 1$

Si  $0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce}$  et  $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$  alors  $K_c = 0$

Si  $0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce}$  et  $d\Delta C_e/dt < 0$  alors  $K_c = 1$

Si  $\Delta C_e < -\varepsilon_{Ce}$  alors  $K_c = -1$

Si  $-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0$  et  $\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$  alors  $K_c = 0$

Si  $-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0$  et  $d\Delta C_e/dt < 0$  alors  $K_c = -1$

$K_c = 1$  signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l’augmenter.

$K_c = -1$  signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer.

$K_c = 0$  signifie que le couple est à l’intérieur de la bande et il faut donc l’y maintenir.

## II.5 ELABORATION DES TABLES DE COMMANDE

D’Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d’échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l’erreur instantanée du flux et du couple [30].

En considérant le vecteur flux  $\overline{\varphi}_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs  $V_i, V_{i-1}$  et  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de  $\overline{\varphi}_s$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs  $V_{i+2}, V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$ , le vecteur nul n’affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l’exception d’un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique  $R_s \overline{i}_s$ .

Le tableau (II.01) résume l’action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

	Augmentation	Diminution
$\varphi_s$	$V_i, V_{i-1}$ et $V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée

### II.5.1 Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [31]

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\phi_s \uparrow$	V6,V1,V2	V1,V2,V3	V2,V3,V4	V3,V4,V5	V4,V5,V6	V5,V6,V1
$\phi_s \downarrow$	V3,V4,V5	V4,V5,V6	V5,V6,V1	V6,V1,V2	V1,V2,V3	V2,V3,V4

**Tableau (II.02) :** Table de commande du flux

### II.5.2 Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V2,V3	V3,V4	V4,V5	V5,V6	V6,V1	V1,V2
$C_{em} \downarrow$	V5,V6	V6,V1	V1,V2	V2,V3	V3,V4,	V4,V5

**Tableau (II.03) :** Table de commande du couple

### II.5.3 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

### II.5.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

Secteur (N)		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{\text{flx}}$	$C_{\text{cpl}}$						
0	0	V5	V6	V1	V2	V3	V4
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
1	0	V6	V1	V2	V3	V4	V5
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1

Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

### II.5.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension

#### Nuls

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radial l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux  $\overline{\Phi}_s$  dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension  $R_s \overline{i}_s$ ).

Secteur (N)		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{fx}$	$C_{cpt}$						
0	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
1	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1

**Tableau (II.05) :** Table de commutation avec les vecteurs tension nuls

## II.6. SIMULATION ET RESULTATS

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 5.25Kw, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

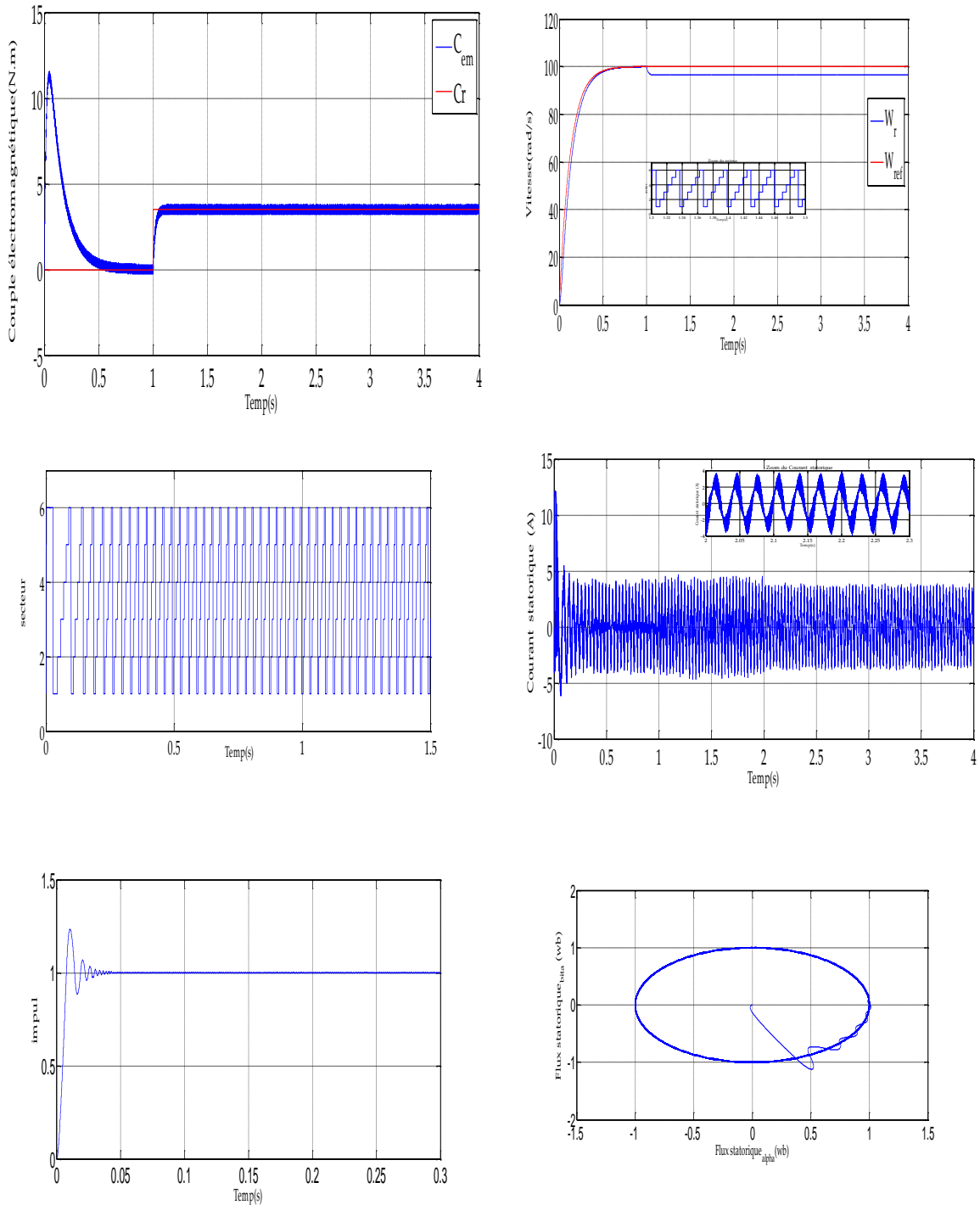
- la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0.25$  N.m.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à  $\pm 0.005$  Wb
- La valeur de référence du flux statorique est  $\Phi_s \text{ réf} = 1$  Wb.
- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI

Le choix de largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux doit être toujours dans des limites admissibles pour les grandeurs contrôlées; En effet, le choix d'une bande assez étroite devient trop exigeant et moins intéressant.

Dans la suite, l'étude de l'effet des différents paramètres de réglage agissant sur les performances du contrôle direct de couple (DTC)

II.6.1 Control sont régulateur du la vitesse de MAS a deux niveaux

Figure (II.8), présente les résultats de simulation du système pour démarrage sont regulateur pde la vitesse à d'un couple de charge de 3.5 N.m à l'instant 1s.



**Figure (II.8):** Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC sont régulateur de la vitesse de MAS a deux niveaux

II.6.2 Control en régulateur PI de MAS deux niveaux

Test de variation de la vitesse :

Les résultant de la figure (II.10) on était obtenues suite à un démarrage à vide suit par une variation de consigne de vitesse 100rad/s à 50 rad/s a -100 rad/s , à partir de l’instant  $t=1s$  à  $t=2.5s$  ,

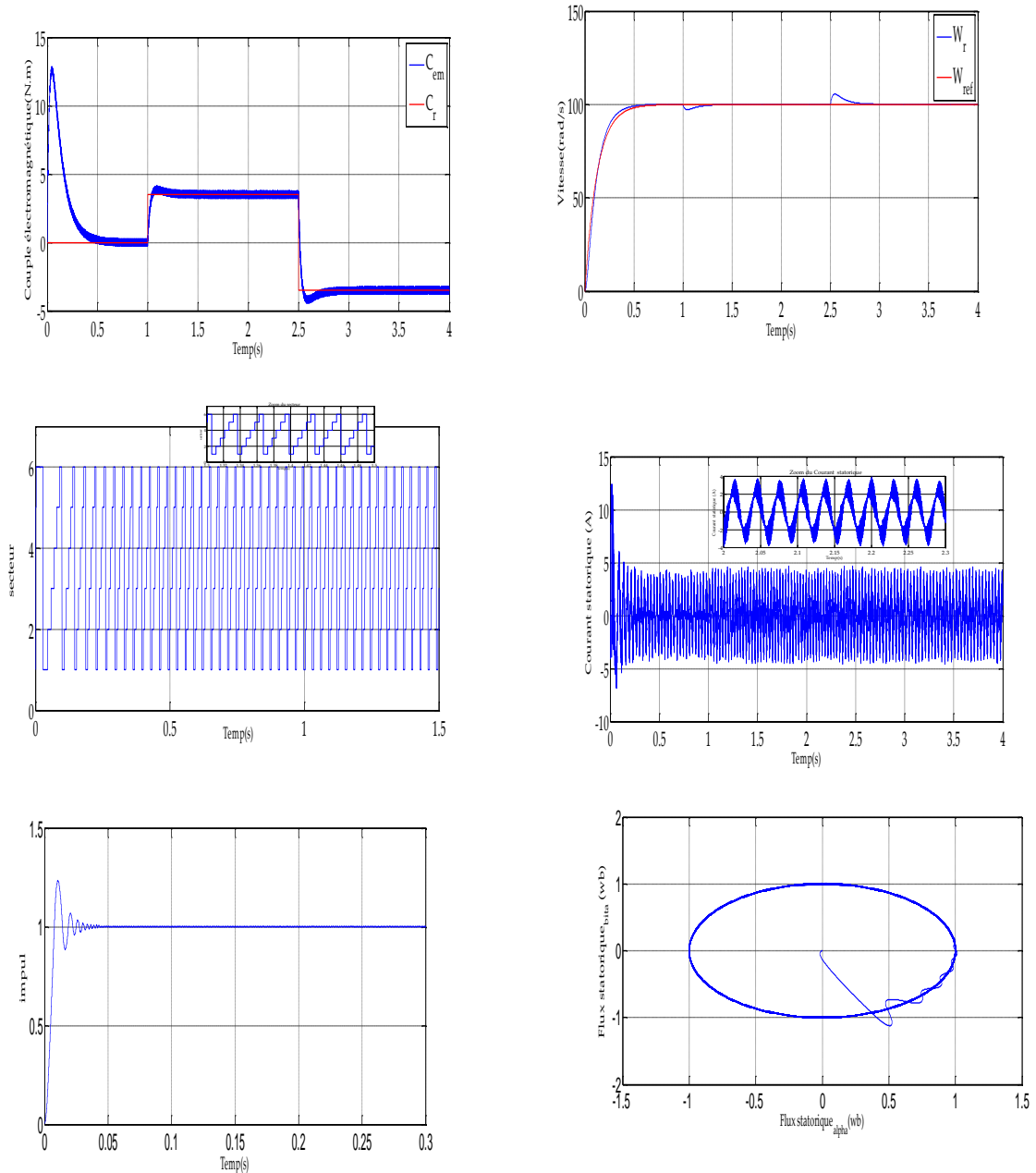


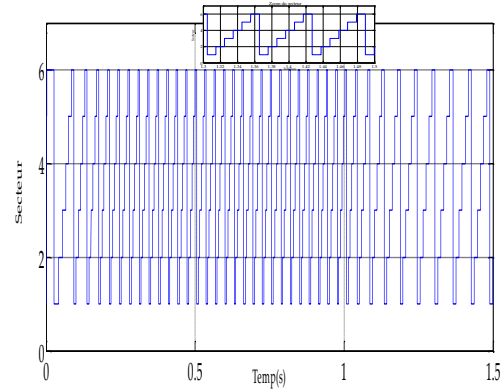
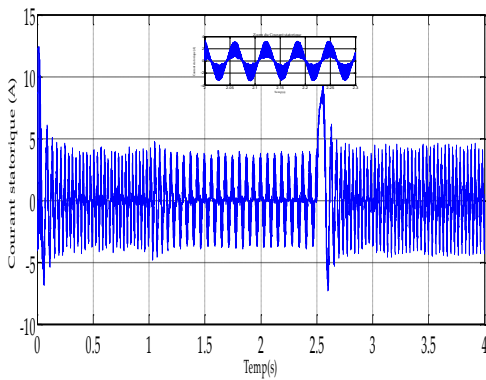
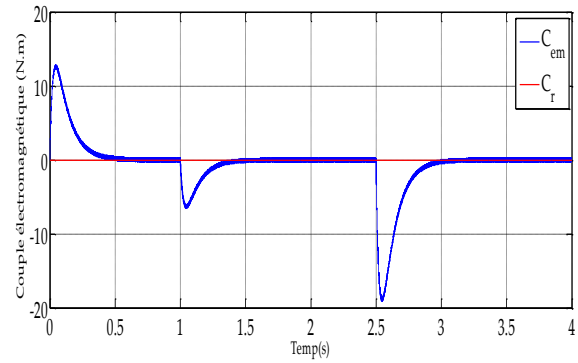
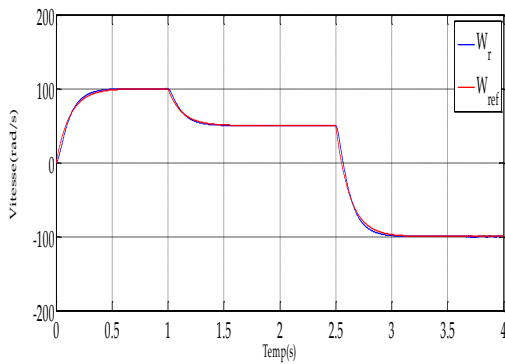
Figure (II.9): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-PI

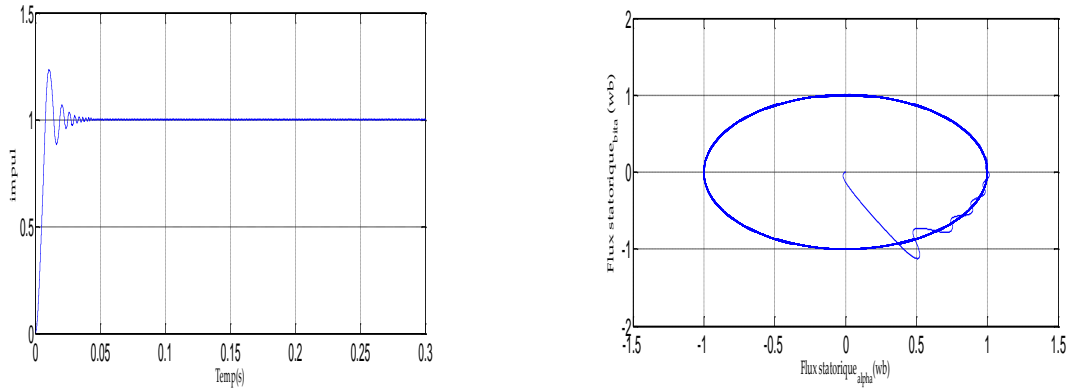
en cas de variation de la charge de la MAS

**Test de variation de charge :**

pour tester la robustesse du réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone avec contrôle direct du couple DTC, on a introduit un couple de charge de 3.5N.m à l'instant  $t=1s$ , voir Figure (II.9): On constate que la vitesse atteint sa référence  $w_{ref} = 100rad/s$ .

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis a vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse. on constate sur la Figure (II.9) l'apparition des deux rejets de perturbations aux instants  $t=1s$  et  $t=2.5s$  correspondants respectivement aux couples de charges de 3.5N.m et -3.5N.m

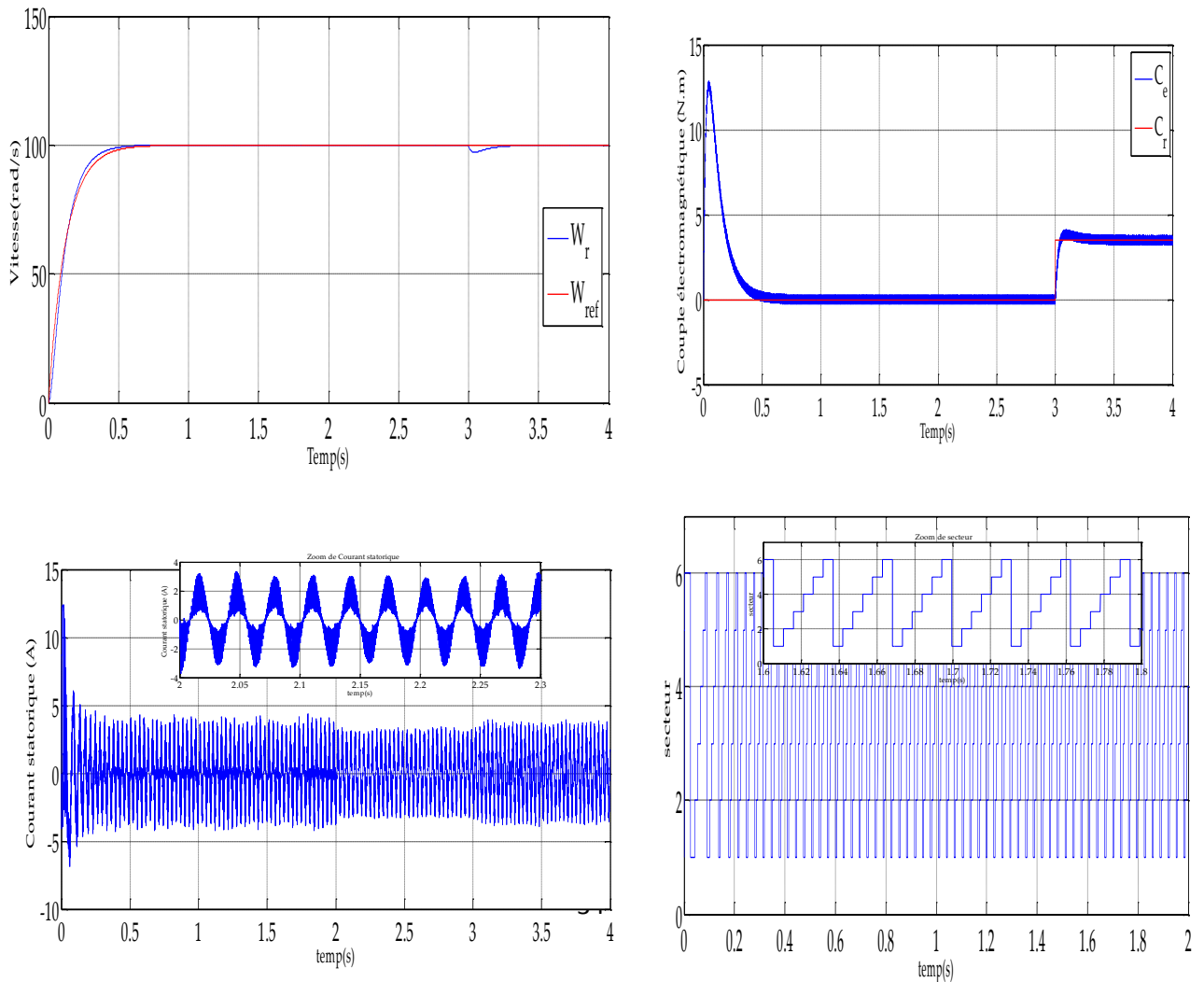


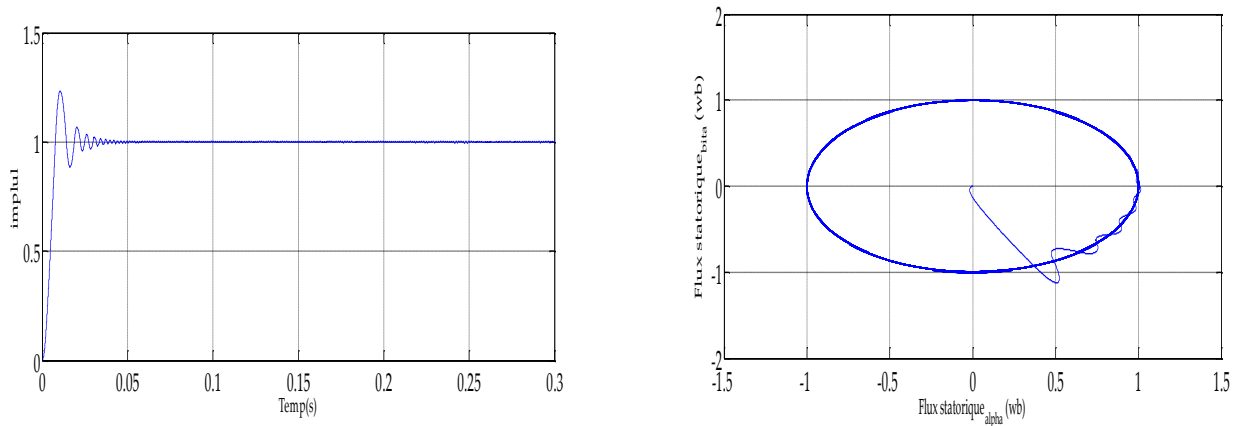


**Figure (II.10):** Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-PI en cas de variation de la vitesse de la MAS

**Test de variation de  $R_r$  (200%)**

Figure (II.11) illustrent les performances de la régulation lors de la variation de 200% des paramètres essentiels qui sont la résistance rotorique avec le couple de charge de 3.5N.m à l'instant  $t=3s$  de la machine asynchrone avec DTC





**Figure (II.11):** Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-PI en cas de variation de la résistance rotorique de la MAS

## ✓ RESULTATS

Figure (II.9), présente les résultats de simulation du système pour démarrage sont régulateur pde la vitesse à d'un couple de charge de 3.5 N.m à l'instant 1s.

Un remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse.

On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis.

Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmentent légèrement à l'instant  $t=4s$  suit à l'application du couple de charge.

La réponse du module du flux statorique a une valeur pratiquement constante ( 1 Wb), la même constatation que le test précédent.

La composante de tension  $V_{s\alpha}$  présente une allure sinusoïdale peu bruitée à l'instant de variation de charge.

## **II.7 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vectrices tensions de l'onduleur. L'un des avantages de ce type de commande est la non-nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

# CHAPITRE III

## CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE

### À BASE DE LA LOGIQUE

### FLOUE APPLIQUE

### À UN MOTEUR ASYNCHRONE

### III.1. Introduction

La logique floue (fuzzy logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps, ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies  $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$ , pour classer les éléments ou les symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley. À cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. À partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, et l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [32].

Dans la première partie de ce chapitre, on s'intéresse au remplacement du régulateur PI de la vitesse de rotation, au sein de la commande directe du couple, par un régulateur flou. Les régulateurs utilisés possèdent cinq ensembles flous par variable.

On s'intéresse pour la deuxième partie au remplacement du régulateur PI de la vitesse, par un régulateur PI-flou (Adaptation des paramètres d'un contrôleur PI par un régulateur flou).

### III.2. Commande par la logique floue

L'utilisation de la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. Elle est au même but qu'une

commande classique. D'autre part, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage très efficace sans faire des modélisations approfondies. Le régulateur flou utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par opposition à un régulateur classique, qui traite seulement des relations mathématiques bien définies (algorithme de réglage).

### III.3 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen

Alors qu'un ensemble booléen est défini par sa fonction caractéristique  $F$  à valeurs 0 ou 1, un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance  $\mu$  à valeurs dans l'intervalle  $[0,1]$ . Considérons l'exemple suivant, [33] :

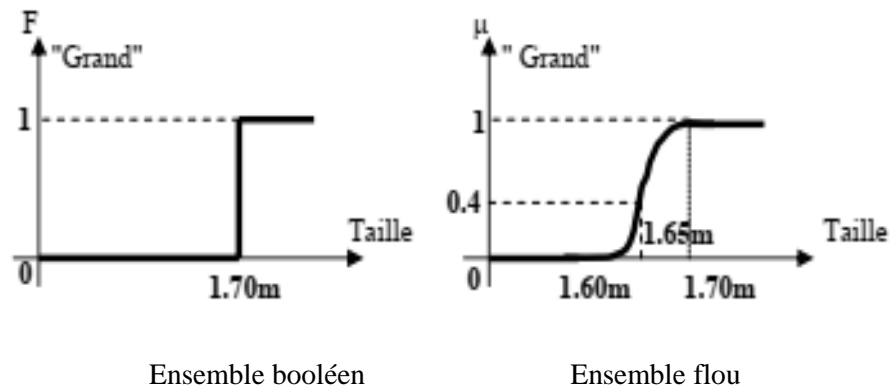


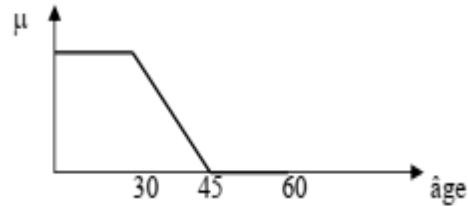
Figure (III.1): Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou

### III.4 ENSEMBLE FLOU ET VARIABLES LINGUISTIQUES

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit... Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle donc de fonction d'appartenance  $\mu$ ). Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux..

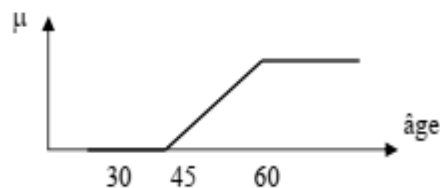
Pour éclaircir la situation, on peut prendre un exemple qui considère l'âge d'un homme comme variable linguistique. On peut, à coup sûr, classer les hommes suivant leur âge en jeune, Moyen et vieux, mais comment déterminer les limites entre chaque catégorie autrement qu'avec le secours de la logique floue [34].

Essayons de définir la catégorie jeune: Un homme est vraiment jeune au dessous de 30 ans, à 37.5ans, il n'est "qu'à moitié" jeune. Il ne l'est plus du tout au-delà de 45ans



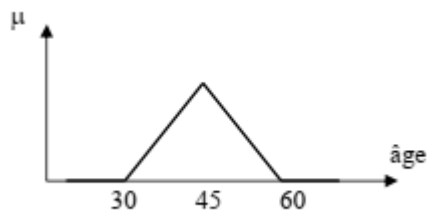
**Figure (III.2):fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou jeune**

Définissons aussi la fonction d'appartenance à l'état vieux : Un homme est vraiment vieux au dessus de 60 ans, à 52.5 ans il n'est "qu'à moitié" vieux. Il ne l'est plus du tout en deçà de 45 ans



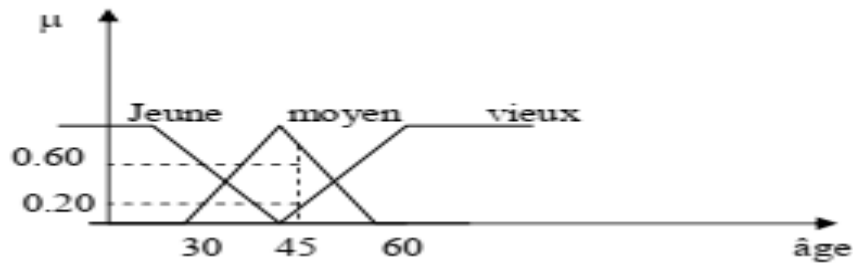
**Figure (III.3):fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou vieux**

D'autre part la fonction d'appartenance à l'état moyen, peut être représentée ainsi : Un homme est tout à fait moyen à 45 ans. En dessous de 30 ans, il n'est pas assez vieux pour être moyen. Au delà de 60 ans, il ne l'est plus non plus.



**Figure (III.4):Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou moyen**

Cette représentation donne le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou, elle s'appelle fonction d'appartenance  $\mu$ . Par exemple une personne de 40 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur  $\mu = 0.20$  et à l'ensemble "moyens" avec une valeur  $\mu = 0.60$



**Figure (III.5):**Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge

Ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

Variable linguistique : Âge ;

Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...

Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...

Plage de valeurs : (0, 30, 45,60, ...) ;

Fonction d'appartenance :  $\mu_e(x) = a$  ( $0 \leq a \leq 1$ ) ;

Degré d'appartenance : a

### III.5. OPERATEURS DE LA LOGIQUE FLOUE

Une fois les ensembles flous définis, des mathématiques concernant ce type d'ensemble ont été développés. Les mathématiques élaborées ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs d'union, d'intersection et de négation existent pour les deux types d'ensemble. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue, [35], [36].

#### a) OPERATEUR NON:

La propriété «l'air n'est pas froid» peut être caractérisée de façon évidente par la fonction

d'appartenance.

$$\text{non}(\mu_A(x)) = \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III. 1})$$

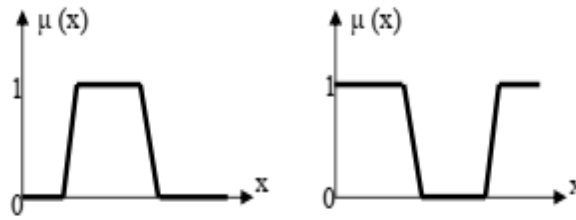


Figure (III.6):Opérateur NON.

### b) OPERATEUR ET

L'opérateur « ET » correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cap b \quad (\text{III. 2})$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur « ET » est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$  des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \quad (\text{III. 3})$$

$$\mu_a(x) \cap \mu_b(x) = \min(\mu_a(x), \mu_b(x)) \quad (\text{III. 4})$$

Où  $\mu_a$ ,  $\mu_b$  et  $\mu_c$  signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.

### c) OPERATEUR OU

L'opérateur «OU» correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cup b \quad (\text{III. 5})$$

Il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble « c » selon les degrés des ensembles a et b. Cela se rédige par la formulation du maximum. On a donc l'opérateur maximum

$$\mu_a(x) \cup \mu_b(x) = \max(\mu_a(x), \mu_b(x)) \quad (\text{III. 6})$$

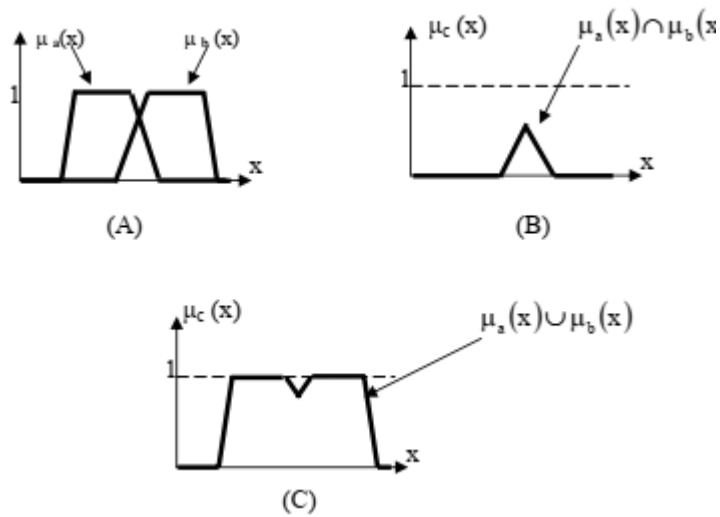


Figure (III.7): Opérateurs logiques : (A) ensembles flous a et b ; (B) ensembles flous  $a \cap b$  ; (C) ensembles flous  $a \cup b$

### III.6 STRUCTURE D'UN REGULATEUR FLOU

Après avoir présenté les concepts de base les plus utilisés en logique floue, nous examinons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée sur la Figure(III.8). Les définitions des blocs sont données ci dessous, [37].

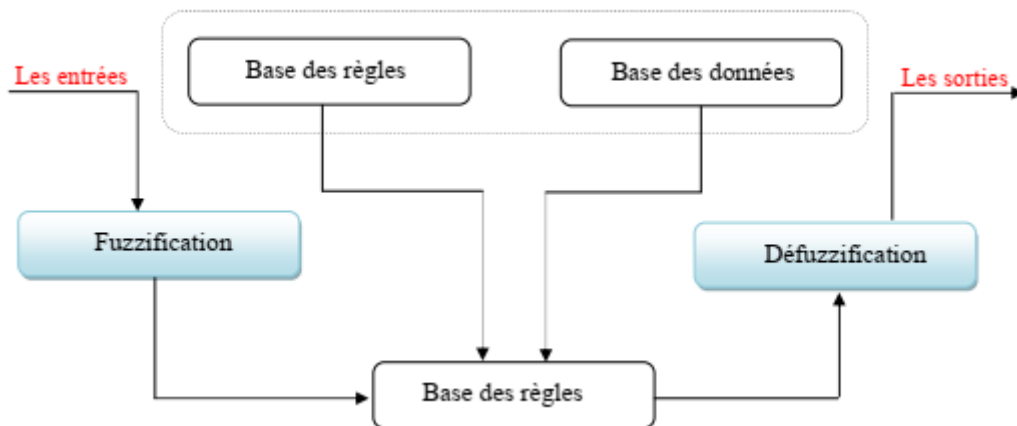


Figure (III.8): Le schéma général d'une commande floue

### III.6.1 MODULE DE FUZZIFICATION

C'est l'étape de passage du domaine numérique au domaine symbolique. Cette étape est nécessaire dès que l'on veut manipuler à l'aide de la théorie des ensembles flous des grandeurs physiques mesurables précises ou non. Elle permet entre autre de déterminer la fonction d'appartenance d'une variable à un ensemble flou

#### III.6.2 Fuzzification

L'interface de fuzzification est un bloc qui consiste à :

- \* Mesurer les valeurs numériques des variables d'entrées.
- \* Les projeter dans l'univers de discours en utilisant un facteur d'échelle.
- \* Transformer ces valeurs numériques en valeurs linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenances qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous.

#### III.6.3 Base de connaissances

Elle contient les informations du domaine d'application. Elle est définie par les deux bases suivantes:

##### a) Base de données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de système flou.

##### b) Base de règles

On appelle règles d'inférence (ou base de règles) l'ensemble des différentes règles reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système à l'aide de différents opérateurs. Ces règles se présentent sous la forme: Si condition 1 et/ou condition2 (et/ou...) alors action sur les sorties.

#### III.6.4 Logique de prise de décision (bloc d'inférence)

Ce bloc représente le noyau du système flou, qui est capable de simuler les décisions humaines basées sur le concept flou et d'inférer les actions de contrôle flou par intervention de l'implication floue et des règles d'inférence.

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par un tableau ou par une matrice. Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes est à exécuter.

- 1) Méthode d'inférence max-min.
- 2) Méthode d'inférence max-produit.
- 3) Méthode d'inférence somme-produit.

## II.6.5 INFÉRENCES FLOUE

La stratégie de la règle dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie, [37].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

### a) Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant, SI (la température est élevée ET la vitesse est faible) ALORS la tension est grande positive. OU SI (la température est moyenne ET la vitesse est faible) ALORS la tension est positive.

### b) Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

### c) Par matrice d'inférence :

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées (température : T et vitesse : V). l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

U		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

SI (T est F ET V est F) ALORS U=Z OU

SI (T est M ET V est F) ALORS U=P OU

SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP OU

SI (T est F ET V est E) ALORS U=Z OU

SI (T est M ET V est E) ALORS U=Z OU

SI (T est E ET V est E) ALORS U=P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées Des cases sombres :

SI (T est M ET V est F) ALORS U=P OU

SI (T est E ET V est F) ALORS U=GP

Avec:

E Elevée ; M Moyenne ; F Faible ; Z Zéro ; P Positive ; GP Grand positif.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir :

### III.6.5.1 Méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type «Mamdani». Dans ce mode de raisonnement, la  $i^{ème}$  règle aboutit à la décision de système :

$$\mu_{Ri}(Z) = \min(\alpha_i, \mu_{Ci}(Z)) \tag{III. 7}$$

Avec  $\alpha_i = \min(\mu_{Ai}(X_0), \mu_{Bi}(Y_0))$  qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu'_{Ci}(Z) = \max|\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)| \tag{III. 8}$$

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « Min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « OU ») par la fonction Max, [37].

Exemple :

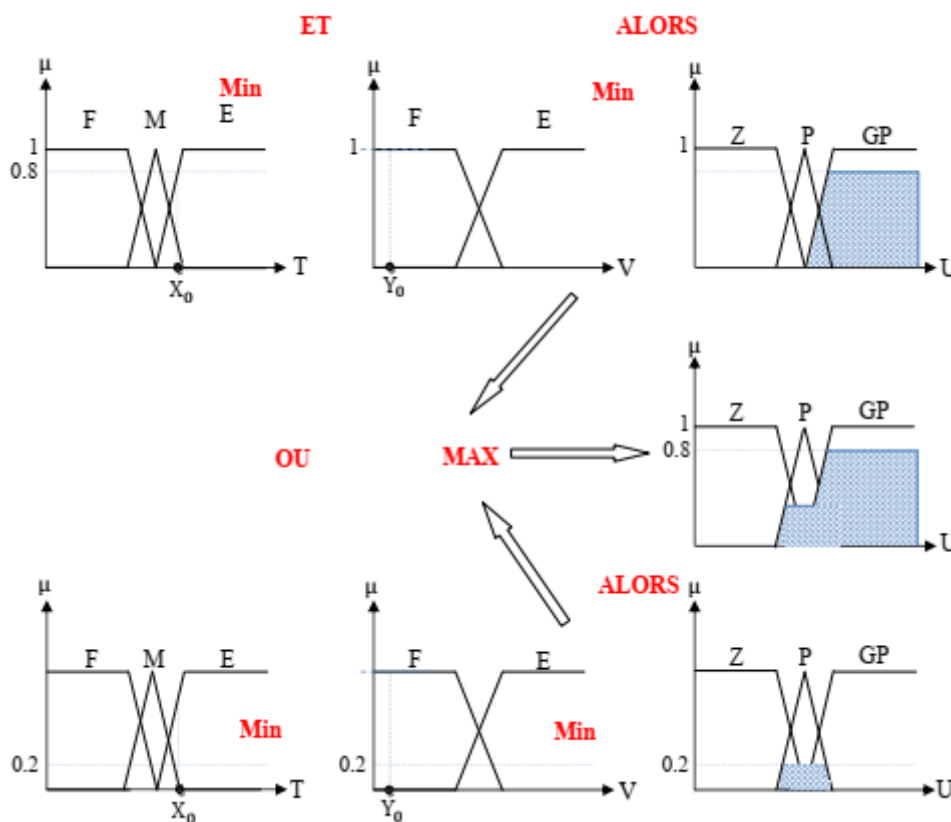


Figure (III.9):Exemple d'inférence MAX-MIN (Mamdani)

### III.6.5.2 Méthode d'inférence max-produit

C'est la méthode appliquée au système flou dite de type « Larsen », cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas  $i^{\text{ème}}$  la règle donne la décision :

$$\mu_{Ri}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(Z) \tag{III. 9}$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{Ci}(Z) = \max\{\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)\} \tag{III. 10}$$

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion « ALORS ». Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure suivante, [38]

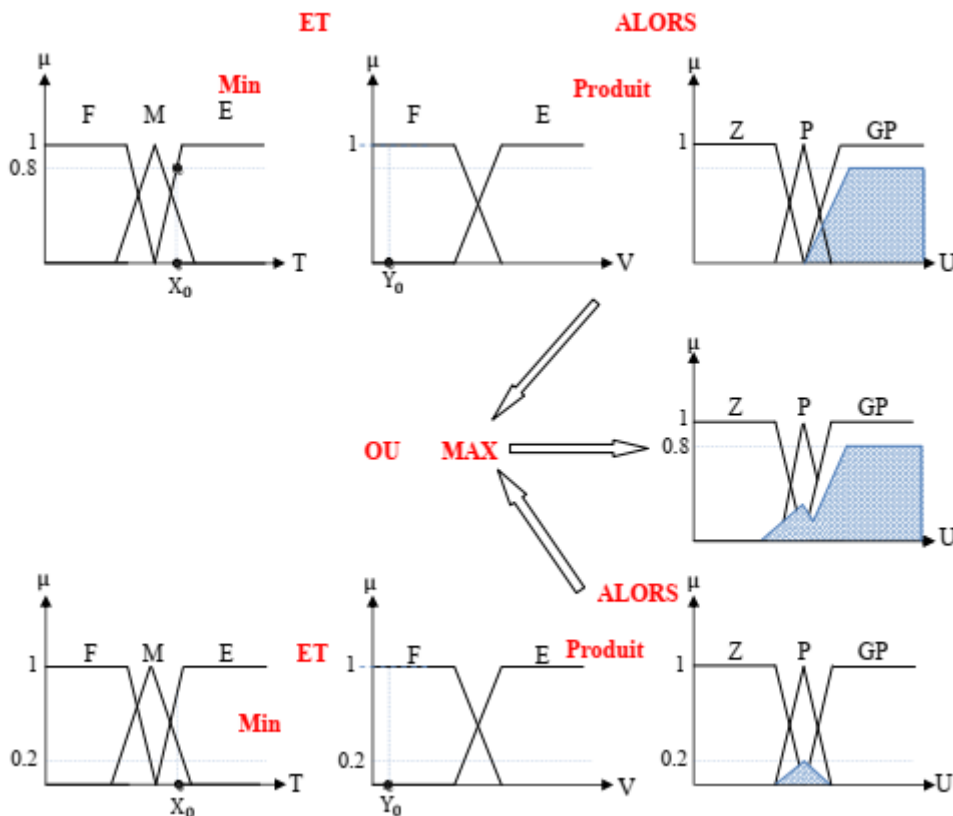


Figure (III.10) : Exemple d'inférence MAX- PRODUIT.

### III.6.5.3 Méthode d'inférence som-produit

Cette méthode est appliquée au système flou dit de type « Zadeh ». Elle est définie comme suit [39]:

$$\mu_{Ri}(Z) = \alpha_i \cdot \mu_{Ci}(Z) \quad (\text{III. 11})$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{Ci}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{Ri}(Z) \quad (\text{III. 12})$$

Avec :  $m$  nombre de règle

### III.6.6 Défuzzification

La défuzzification est l'opération qui permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement : c'est la phase inverse de la fuzzification. Il existe plusieurs méthodes possibles dont la méthode du Max et la méthode de centre de gravité. Lorsque la conclusion de la règle est précise, spécifique et certaine, c'est-à-dire lorsque toutes les règles floues en présence ont une conclusion non floue alors la défuzzification est implicite, [38].

On utilise surtout les deux méthodes suivantes :

Défuzzification par calcul du centre de gravité ;

Défuzzification par calcul du maximum

#### Méthode du centre de gravité :

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenances des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante  $U_{RES}(X_R)$ . Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse  $X_{GR}$  qui est déterminée à l'aide de la relation suivante, [36,38] :

$$X_{GR} = \frac{\int X_R \cdot U_{RES}(X_R) dX_R}{\int U_{RES}(X_R) dX_R} \quad (\text{III. 13})$$

#### 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 résultante

### III.7 ARCHITECTURE D'UNE COMMANDE FLOUE

On parle de la commande floue lorsque un bloc de contrôleur de cette commande est réalisé en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir :

gérer les données de commande et contrôler le processus. La structure de cette commande peut donc être ramenée à un système asservi, voir Fig. (III.8)

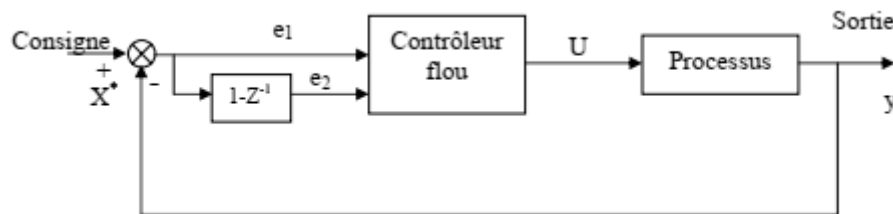


Figure (III.11): Architecture d'une commande floue

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées  $e_1$  et  $e_2$ .

En général  $e_1$  représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e_1(k) = X^*(k) - y(k) \quad (\text{III. 14})$$

$e_2$  est l'accroissement de l'écart entre le signal de sortie à deux instants discrets différents.

$$e_2(k) = y(k) - y(k-1) \quad (\text{III. 15})$$

\* : Représente les grandeurs de commande ;

k : Instant de calcul.

### III.8. Contrôle direct du couple à base de la logique floue

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, on a vu que l'utilisation de les erreurs du couple et du flux pour choisir l'état de commutation sont directement sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite.

Par ailleurs, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux est le même qu'en fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre.

Les performances du système peuvent être améliorées si on sélectionne le vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution, figure (III.12). Cette fonction erreur est la différence entre une grandeur

calculée à partir des informations fournies par la commande et de la grandeur équivalente déterminée à partir des mesures.

Cependant les principes de la logique floue, l'utilisation du concept d'ensemble flou, peuvent être appliqués à beaucoup des problèmes où la manipulation de l'imprécis ou vague est indispensable. Nous verrons, par la suite, l'avantage que ce mode de raisonnement peut apporter à partir des règles d'expertise définies par les entrées (erreur, dérivé de l'erreur en générale) de la fonction définie.

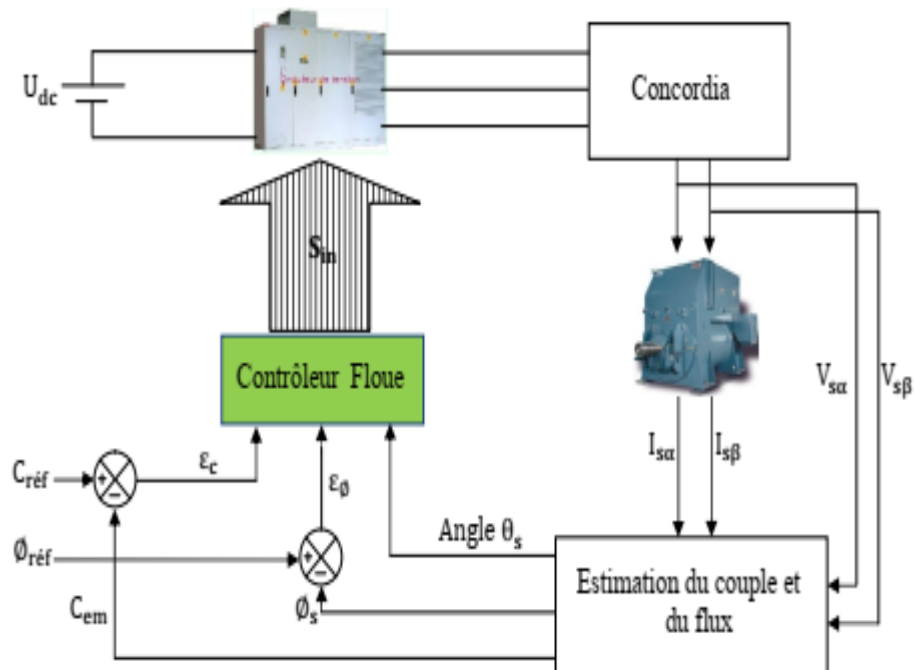


Figure (III.12) : schéma du contrôle direct du couple flou

### III.8.1 Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [39].

#### III.8.1.1 Fuzzification

Dans ce système il y a trois entrées pour le contrôleur à base de la logique floue, qui sont l'erreur de flux, l'erreur du couple et l'angle de flux statorique. Elles sont définies ci-dessous respectivement.

$$\varepsilon_C = C_{réf} - C_{em} \quad (III. 16)$$

$$\varepsilon_{\phi_s} = \phi_{sréf} - \phi_s \quad (III. 17)$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (III. 18)$$

### III.8.1.2 Variable de commande

Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et des sorties de la manière suivante :

$R_i$  : si  $\varepsilon_c$  est  $A_i$ , et  $\varepsilon_{\theta_s}$  est  $B_i$ , et  $\theta_s$  est  $C_i$  alors  $n$  est  $N_i$ .

Où  $A_i, B_i, C_i, N_i$  sont les ensembles flous.

Le traitement de ces règles se fera par la méthode de minimum de Mamdani exprimée par :

$$\mu_{R_i}(n) = \min(\alpha_i, N_i)$$

Avec:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\varepsilon_c), \mu_{B_i}(\varepsilon_{\theta_s}), \mu_{C_i}(\theta_s)) \quad (\text{III. 20})$$

Où  $\mu_A, \mu_B, \mu_C$  et  $\mu_N$  représentent les fonctions d'appartenance des ensembles A, B, C, N, des variables  $\varepsilon_c, \varepsilon_{\theta_s}, \theta_s, n$  respectivement.

$$\mu_{N_s}(n) = \max_{i=1}^m \mu_{N_i}(n) \quad (\text{III. 21})$$

Avec m nombre de règle.

### III.8.1.3 Défuzzification

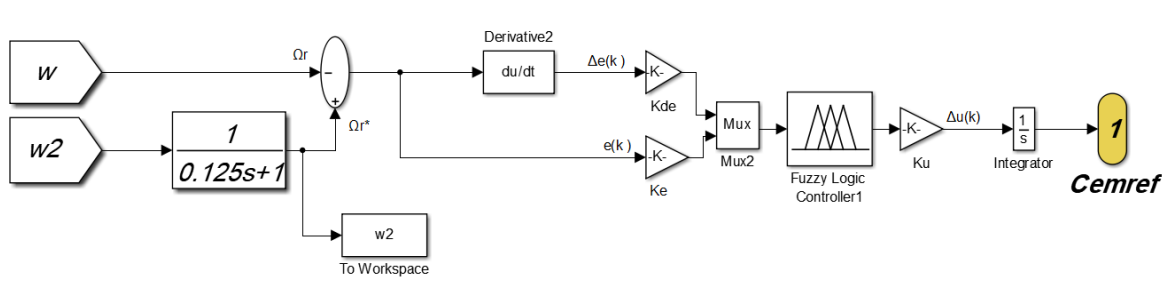
Pour la défuzzification nous utilisons la méthode de maximum.

La fonction d'appartenance  $\mu_{N_s}$  de la sortie est déterminée alors par :

$$\mu_{N_s}(n) = \max_{N=0}^1 \mu_N(n) \quad (\text{III. 22})$$

## III.9 Application de contrôleur flou type-1 à la MAS

Le contrôleur flou type-1 (CFT1) que nous avons développé maintenant utilise le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (III.13)



Figure(III.13): Structure du contrôleur flou type-1

$K_e$  et  $K_{de}$  : sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

$K_u$  : Gain associé à la commande  $u(k)$ .

$\Delta u(k)$  : Variation de la commande.

Le choix adéquat de ces derniers ( $K_e$ ,  $K_{de}$  et  $K_u$ ) permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système à régler [Sad10].

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation [Hec 17] :

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

$$e = \Omega_r^* - \Omega_r \quad (\text{III. 23})$$

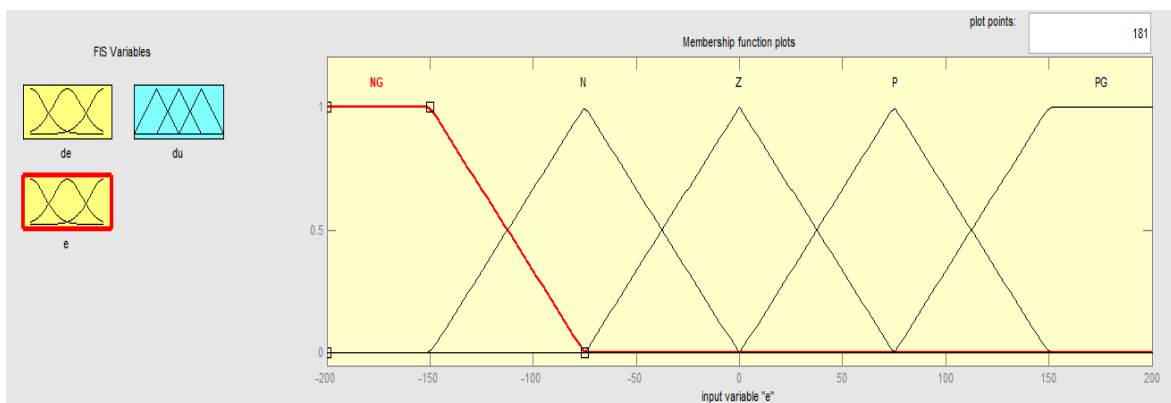
- La variation de l'erreur de vitesse « $\Delta e$ » est définie par :

$$\Delta e = e(K+1) - e(K) \quad (\text{III. 24})$$

- Et le signal de commande est déterminé par la relation suivante :

$$C_{em}^*(K+1) = C_{em}^*(K) + K_u * \Delta C_{em}^* \quad (\text{III. 25})$$

Les entrées ( $e$  et  $\Delta e$ ) et la sortie ( $\Delta u$ ) sont fuzzifiées en sept sous ensembles flous avec des fonctions d'appartenance de formes triangulaire et trapézoïdale, symétriques et équidistantes comme le montre la Figure (III.13) ci-dessous:



**Figure (III.14): Formes des fonctions d'appartenance pour ( $e$ ), ( $\Delta e$ ) et ( $\Delta u$ )**

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Sachant que l'opérateur ET est le

minimum, l'opérateur OU est le maximum et l'opérateur ALORS est le minimum. La méthode retenue sera la méthode min/max. Ainsi, à 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 flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de quarante-neuf règles.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau(III.1)

$\Delta u$		E				
		NG	N	Z	P	PG
$\Delta e$	NG	NG	NG	NG	N	Z
	N	NG	NG	N	Z	P
	Z	NG	N	Z	P	PG
	P	N	Z	P	PG	PG
	PG	Z	P	PG	PG	PG

**Tableau(III.1) : Matrice d'inférence de 5 ensembles flous**

Avec:

**NG** : Négatif Grand (Negative Big).

**N** : Négatif (Negative).

**Z** : Zéro (Zero).

**P** : Positif (Positive).

**PG** : Positif Grand (Positive Big).

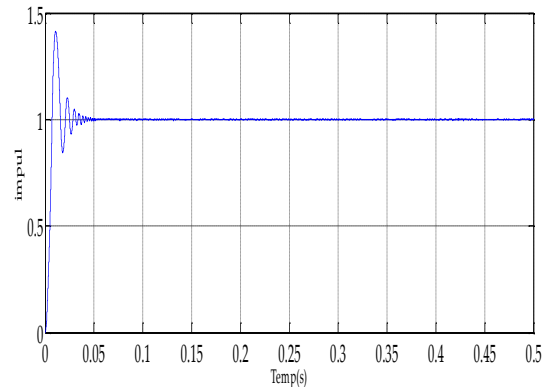
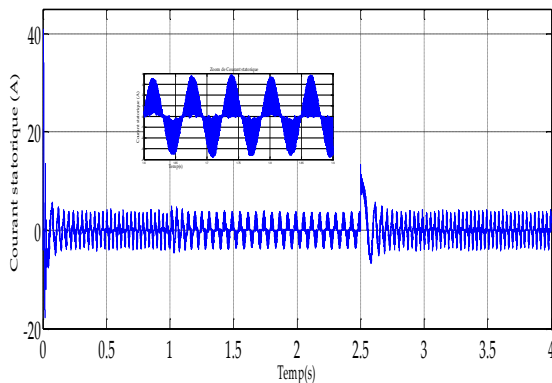
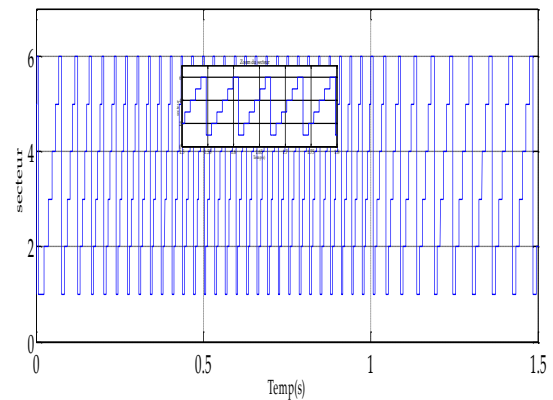
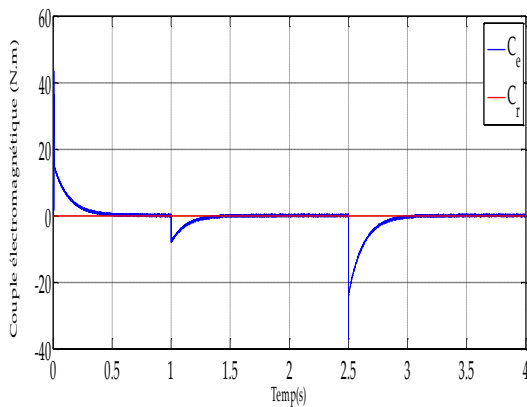
Nous avons utilisé la méthode du centre de gravité, bien que celle-ci nécessite un temps de calcul non négligeable elle donne des résultats satisfaisants.

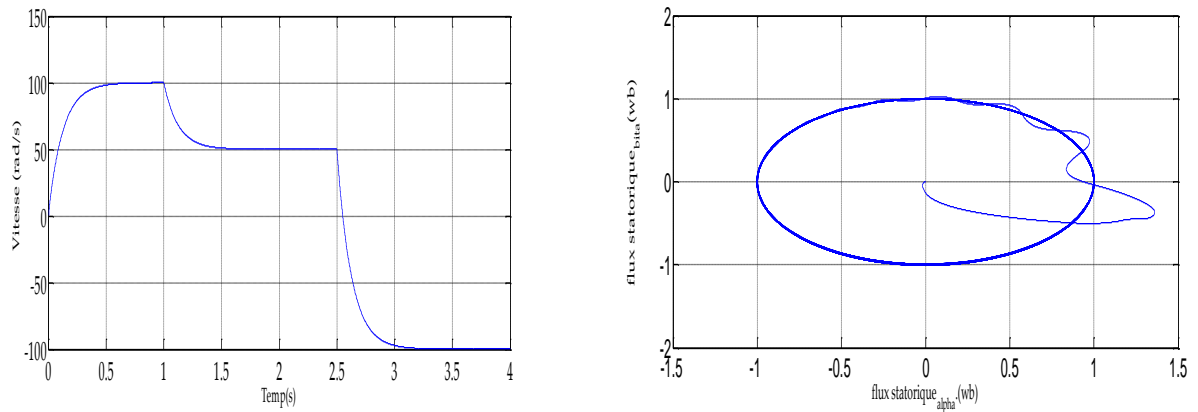
### III.10 Résultats de simulation

À la fin de cette partie on présente les résultats de simulation de la MAS commandée par le contrôleur flou type-1 étudiée précédemment.

#### ✓ Test de variation de la vitesse

Les résultats de la figure (III.15) ont été obtenus suite à un démarrage à vide suivi par une variation de consigne de vitesse 100rad/s à 50 rad/s à -100 rad/s, à partir de l'instant  $t=1s$  à  $t=2.5s$ , nous avons remarqué que la réponse de la vitesse très satisfaisante dans les trois zones de fonctionnement rapide et précise. que la machine tourne à la vitesse de 100 rad/s ou à la vitesse 50 rad/s ou à la vitesse de sens inverse de -100rad/s l'inversion de rotation de la vitesse permet de déduire que la commande robuste, la figure (III.14) met à évidence le découplage de flux sous l'action d'une inversion du sens de rotation de la vitesse.

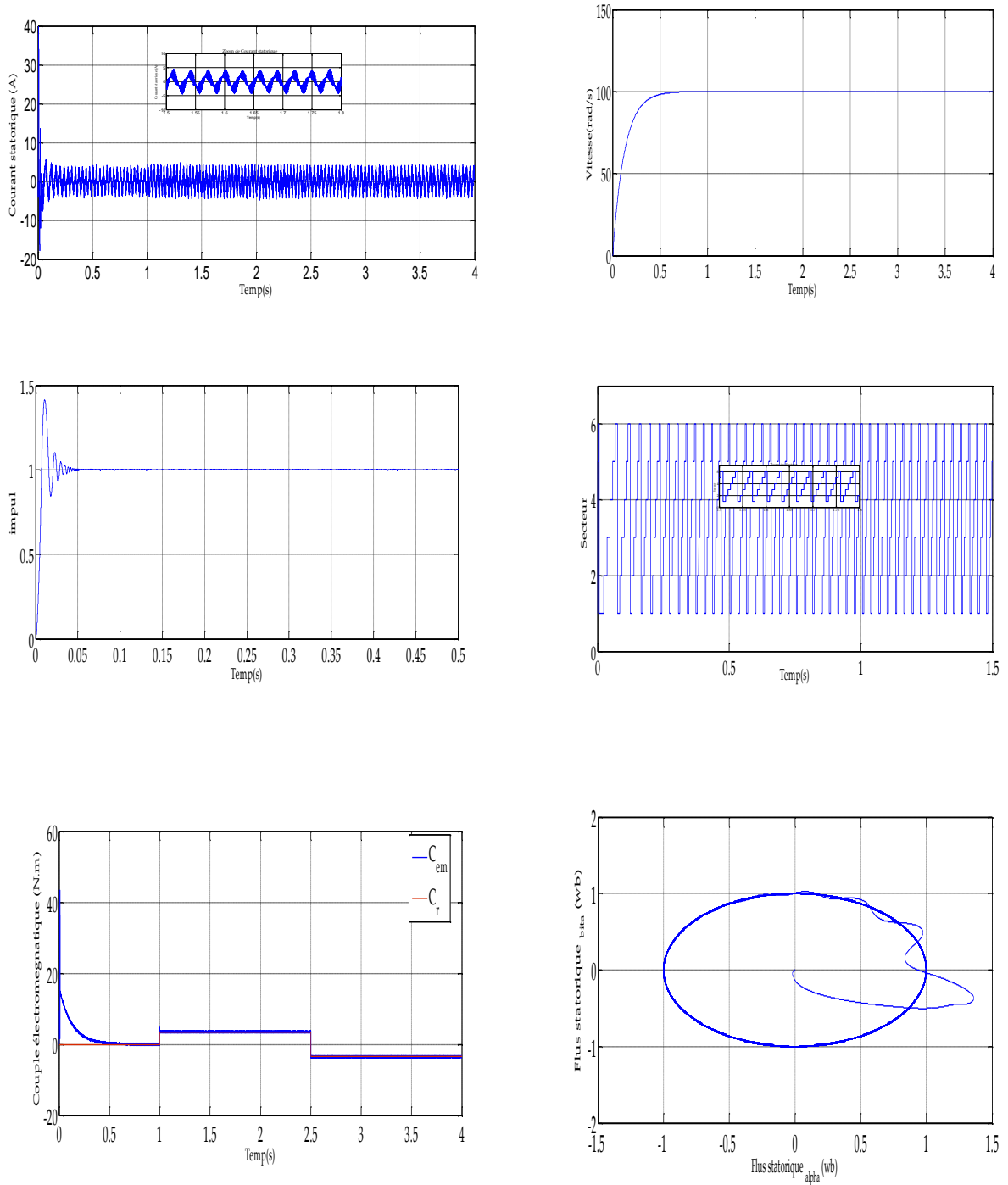




**Figure (III.15) :Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1en cas de variation de la vitesse de la MAS**

✓ **Test de variation de la charge**

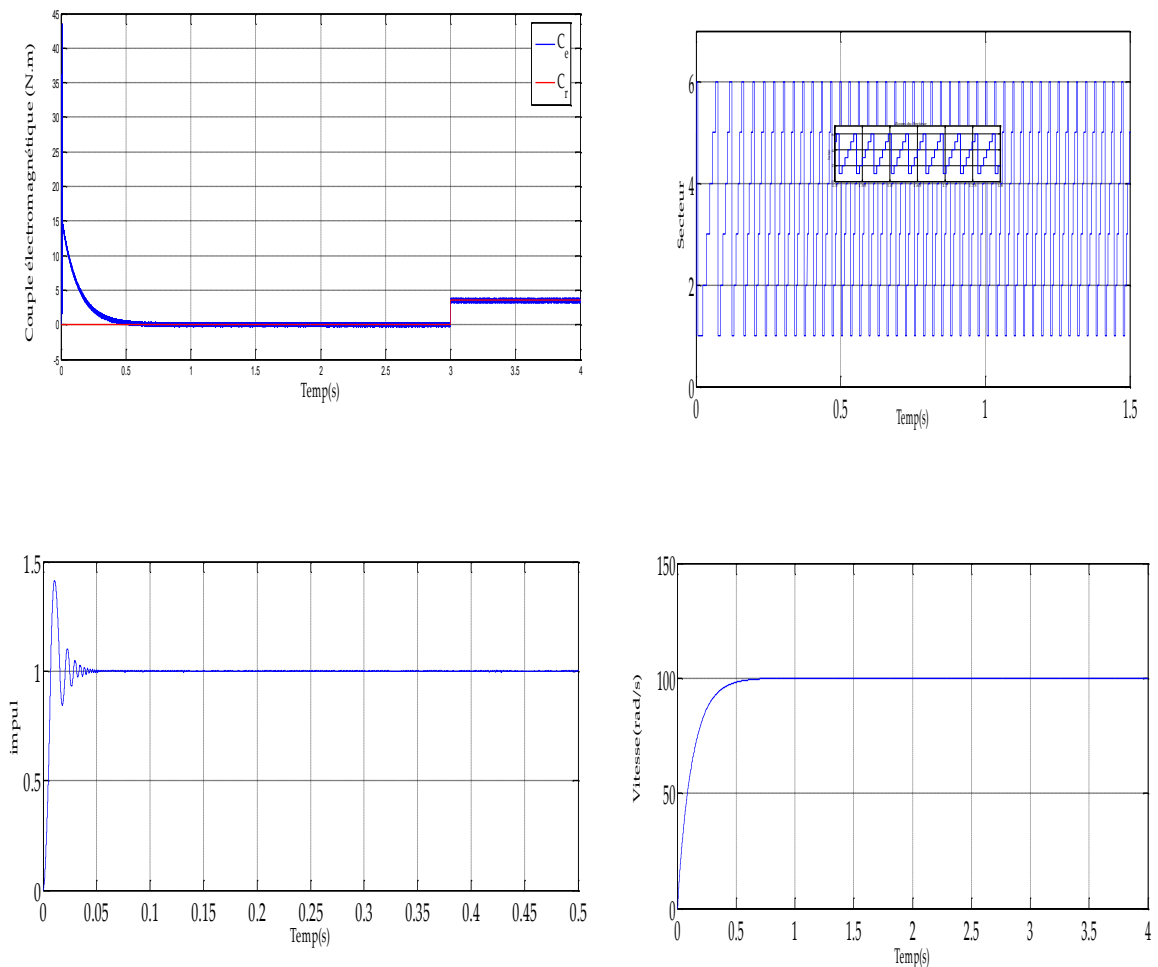
pour tester la robustesse du réglage de la machine asynchrone par un RLF flou, on a introduit un couple de charge de 3.5N.m à l'instant  $t=1s$  et pour examiner davantage ce test on a utilisé un échelon de consigne de 3.5N.m à  $t=1s$  et un autre de -3.5N.m à  $t=2.5s$ , voir Figure (III.15): On constate que la vitesse atteint sa référence  $w_{ref} = 100rad/s$  sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par un PI classique. On note aussi que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

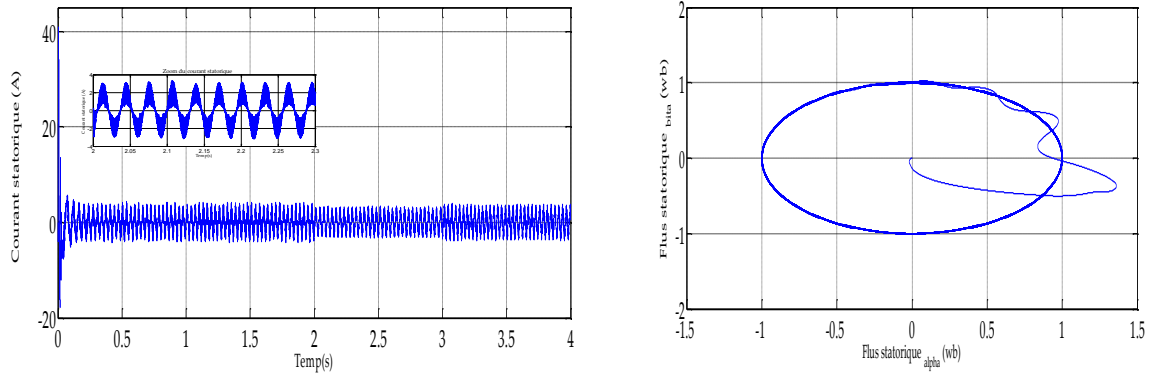


**Figure (III.16):** Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la charge de la MAS

- ✓ **ROBUSTESSE VIS-A-VIS DE LA VARIATION PARAMETRIQUE**
- ✓ **Test de Variation de résistance R 200%**

Figure (III.16) illustrent les performances de la régulation lors de la variation de 200% des paramètres essentiels qui sont la résistance rotorique avec le couple de charge de 3.5N.m à l'instant  $t=3s$  de la machine asynchrone avec DTC. On observe dans ce cas une nette amélioration de la robustesse de la commande par apport au réglage par un PI classique, ce dernier est en un temps très court par les courants statoriques par apport à celui du PI classique. De même pour le flux statorique qui présente moins d'ondulation en début de zone pour le RLF flou.





**Figure (III.17): Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-CFT1 en cas de variation de la résistance de la MAS**

### III.11 CONCLUSION

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone linéarisation. Les résultats de simulation montrent un découplage parfait entre les deux sous systèmes (flux et vitesse). Les performances de cette commande sont satisfaisantes. Elle peut être employée pour des systèmes non linéaires mal modélisés.

CONCLUSION

GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire présente une application de l'une des techniques de commande moderne (réglage par logique floue) pour la conduite d'une machine asynchrone alimentée en tension contrôlée par la technique de la commande DTC flou.

Nous avons présenté le contrôle de la machine asynchrone par la commande directe du couple (DTC). Cette dernière est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la DTC, est aussi simple, intéressante compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation. De plus une amélioration très significative des performances de la DTC classique a été réalisée suite à l'utilisation de plusieurs approches visant la minimisation des pulsations du couple de la MAS.

Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit : L'étude du comportement dynamique et statique de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut parler de la commande de machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'onduleur à MLI vectorielle associé à la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre, nous avons exposé les principes du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les fondements théoriques de la logique floue en vue d'utiliser cette technique intelligente dans le contrôle de la machine. L'utilisation des blocs flous au lieu des blocs à hystérésis a abouti à une réduction des pulsations du couples et par ailleurs une amélioration des performances de la DTC.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande par DTC, où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'utilisation un observateur/estimateur robuste permettant l'estimation de la vitesse rotorique de la MAS (filtre de Kalman, techniques d'intelligence artificielle, etc...).

# Annexe

## Annexe A

### **Paramètres de la machine asynchrone :**

Puissance nominale :  $P_n = 5.25$  kW;

Tension nominale :  $V_n = 220/380$  V;

Courant nominal :  $I_n = 6.5$  A;

Résistance statorique:  $R_s = 10$   $\Omega$  ;

Résistance rotorique :  $R_r = 6.3$   $\Omega$  ;

Inductance statorique:  $L_s = 0.4642$  H ;

Inductance rotorique :  $L_r = 0.461$  H ;

Inductance Mutuelle :  $L_m = 0.4212$  H ;

Nombre de paires de pôles :  $p = 2$  ;

Coefficient de frottement :  $K_f = 0$  N.m/rd/s ;

Inertie du moteur :  $J = 0.02$  Kg. m<sup>2</sup> ;

**Annexe b**

**Les gains des contrôleurs flous**

**b. Contrôleur flou type-1**

Gain de la variation d'erreur  $kde = 0.0316$ ;

Gain de la variation de commande  $kdce = 90000$ ;

Gain de l'erreur  $ke = 0.045$ ;

- [1] **L. Baghli**, "Méthodes de commande du moteur asynchrone pour un cahier de charge précis," Rapport bibliographique, INPL, Nancy, Avril 1995, 27p.
- [2] **C. De Wit**, "Optimisation, discrétisation et observateurs". Vol 2, édition hermes science europe Ltd, 2000
- [3] **Y. A. Chapuis**, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par L'orientation de son flux statorique", Thèse de doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996
- [4] **H. Bühler**, "Réglages par logique floue", Presses Polytechniques Romandes, 1994, 181p
- [5] **H. Scholten**, "Logique floue et régulation PID", Fuzzy mode d'emploi, Août 1995.
- [6] M. L. Doumbia, G. Roy, V. Rajagopalon, « An Integrated Solution for Simulating
- [7] Electrical Drive Systems With Matlab/Simulink. » International Symposium on Industrial Electronics, 1997.
- [8] J-P. Caron, J-P. Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [9] C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [10] B. Mohamed , “ Contribution à la Commande Directe du Couple D'une Machine Asynchrone pour l'Alternateur-démarrateur-Intégré”, Thèse de Doctorat, USTO juin 2010
- [11]: M. Boussak, « Commande Numérique Vectorielle de Machine Asynchrone Triphasée », Ecole Supérieur d'ingénieurs de Marseille, Version 2.1, Août 1994.
- [12]: B. Malika , “ Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone”, Thèse de magistère, Batna 2006
- [13] Rosendo Peña Eguiluz, Commande algorithmique d'un système mono -onduleur bi machine asynchrone destinée à la traction ferroviaire. Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [14] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire **d'ingénieur**, université Msila 2004
- [15] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD, centre **université d'Eloued** 2009
- [16] T. Bakhti et S. **Bendaas**, « **commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur devitesse** en utilisant un observateur adaptatif », **Thèse d'ingénieur**, université de Batna 2008.
- [17] R. Toufouti, « Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone », Thèse de Magister, Université de Constantine, 200

- [18]: S. Chekroun « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchronetriphasée »; Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran
- [19] A. Marie Arcker, «Contrôle Direct Du Couple Electromagnétique De Machines Asynchrones De Grande Puissance », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique(INP), Toulouse, 1999.
- [20] D. Casadei, F. Profumo, G.Serra et A.Tani, « FOC and DTC: Tox Viable Schemes for induction Motors Torque Control», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, Issue.5, pp. 779 - 787, 2002.
- [21]: B. Akin, “ State Estimation Technique for Speed Sensor Less Field Oriented Control of Induction Motors”, Thesis of Master, The Middle East Technical University, Turkey, 2003.
- [22]:M. Sc. Mariusz Malinowski, “ Sensorless Control Strategies for Three –Phase PWM Rectifiers”, Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology Warsaw, Poland, 2001
- [23]:A. Sarinar Toled, “Commande Directe et Observation des Convertisseurs de Puissance Application à l'Onduleur de tension Triphasé ”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.
- [24] :C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [25] :H.Ziane « Commande vectoriel des machines asynchrones à aimant permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique» Thèse de magistère, Bejaia. 2001.
- [26] D.Taibi, « Contrôle Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Et De Position », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2005
- [27] :B.Malika, “ Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple(DTC) d'une machine asynchrone”, Thèse de magistère, Batna 2006.
- [28] : **Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000.**
- [29]:**A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants »université de Batna 2005.**
- [30]:**Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623.**
- [31] J.Belhadj, «Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone - Structures d'observation, -Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs», Thèse de doctorat, Institut national polytechnique (INP), Toulouse, 2001.

- [32] L. Baghli, " Contribution à La Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques" , Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, 1999
- [33] F. Zidani, « Contribution au Contrôle et au diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue. » Thèse de Doctorat d'état, Dept Elt, Univ. De Batna, Janvier 2003
- [34] Y. Benbouazza, Y. Ait Gougam, R. Ibtouen, "Régulation par logique floue d'une PMS alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant ", COMAEI'98, Bejaia, décembre 1998
- [35] D. Mange, « Analyse et Synthèse des Systèmes Logiques », Traité d'Electricité, vol. 5 Edition, Presses Polytechniques et Universitaires Romane, Lausanne, 1992.
- [36] H. Buhler, « Réglage par Logique Floue », Presses Polytechniques et Universitaires Romanes, 1994.
- [37] B. Malika , " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone", Thèse de magistère, Batna 2006
- [38] B. Bouchon-Meunier, « La Logique Floue et ses Applications », Edition Addison-Wesley, France, Décembre, 1994.
- [39] J. ARZA, « Contrôle Vectoriel sans Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone », Thèse de doctorat de l'Institut polytechnique de Grenoble, 1999.
- [Sad 10] R. Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010
- [Hec 17] M. Hechelef, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle" Thèse de Doctorat, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017