

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement Supérieur**  
**et de la Recherche scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**  
**Faculté de la Technologie**

**Mémoire de Fin d'Études**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Commande Electrique**

## **Thème**

régulation de vitesse d'un moteur asynchrone par un  
technique d'intelligence artificiel

***Réalisé par :***

*Bekkouche Brahim*

*Amara El Habibe*

***Encadré par :***

*Ma. Zegueb boubaker*

***Soutenu le 28/05/2017. Devant le jury composé de :***

Ma. Touil Slimane

Maitre de conférences    Président

Ma. Zegueb boubaker

Maitre de conférences    Examineur

Dr. Guediri Abdelkrim

Maitre de conférences    Rapporteur

Soutenu en Mai 2017



## *Remerciements*

Nous remercions en premier lieu **ALLAH** de nous'avoir donné cette volonté de toujours atteindre les objectifs que nous nous suivons fixé ...

Nous remercions "**Zegueb boubaker**" pour tous les efforts qu'il a fournies pour mettre son travail à terme ...

Nous remercions toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce projet ...



# DÉDICACES

*Je dédie ce modeste travail:*

*A ma source de bonheur :*

*Mon père, ma mère pour leurs amour, leur bonté, leur sacrifice, leurs encouragements perpétuels, leur soutien. puisse Dieu prolonger leur vie dans le bonheur.*

*Ma grand mère*

*Mes frères Ali et Abdel Rahmanetel Amin et Yacine et mes sœurs.et tout la famille .*

*Et aussi pour toute l'étudiantes de 2<sup>eme</sup> commande électrique*

*Pour tous mes amis de notre quartier*

# Amara el Habib

# *Sommaire*

---



---

# Sommaire

Introduction général.....	01
<b>Chapitre I</b>	<b>Modélisation de la machine asynchrone</b>
I.1 Introduction.....	02
I.2 Généralités sur la machine asynchrone.....	02
I.2.1 Définition.....	02
I.2.2 Eléments de constitution de la machine asynchrone.....	02
I.2.2.1 Stator.....	03
I.2.2.2 Rotor.....	03
I.2.3 Principe de fonctionnement.....	04
I.3 Hypothèses simplificatrices.....	04
I.4 Equation électrique.....	05
I.5 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée.....	07
I.6 Equations mécaniques.....	10
I.7 Définition des différents référentiels.....	11
I.7 Référentiel fixe par rapport au stator.....	11
I.7.2 Référentiel immobile par rapport au rotor.....	11
I.7.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant.....	11
I.8.modélisation la machine asynchrone par la représentation d'état.....	12
I.8.1. Le système d'équation d'état.....	12
I.9 schéma de simulation de la machie a synchrone alimentée en tension.....	12
I.9.4 .Résultats de Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.....	12
I.10 Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
I.10.1. Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale).....	16
I.10.2. Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale.....	16
I.10.3 Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimente par onduleur MLI.....	17
I.10.4. Résultats de simulation.....	17
I.10.5 Interprétation des résultats.....	18
I.10.6 Conclusion.....	18
<b>Chapitre II:</b>	<b>Commande directe de couple</b>
II.1 Introduction.....	19
II.2. 1Commande Scalaire.....	19
II.2.2 Commande vectorielle (FOC).....	19
II.2.3 Principes généraux de la commande DTC.....	20
II.3 Commande directe de couple (DTC).....	20
II.4 Règle de comportements (flux, couple).....	21
II.4.1 Contrôle du flux statorique.....	21
II.4.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	22
II.4 .1 Estimation du flux statorique.....	23
II.4.2 Estimation du couple électromagnétique.....	24

II.4.3	Elaboration du vecteur de commande.....	24
II.4.3.1	Correcteur de flux.....	24
II.4.3.2	Correcteur de couple.....	25
II.4.3.3	Elaboration de la table de commande.....	25
II.5	Régulateur utilisé dans la commande directe du couple.....	26
II.6	Résultats de Simulation .....	25
II.6 .1	Commande avec boucle de vitesse a vide .....	27
II.6.2	Commande avec boucle de vitesse en charge.....	28
II.6.3	Teste de la DTC base vitesse .....	29
II.6.4	Inversion du sens de rotation.....	29
II.7	Conclusion.....	31
<b>ChapitreIII                      Application la logique floue a la commande directe de couple</b>		
III.1	Introduction.....	32
III.2	La théorie de La logique floue.....	32
III.2.1	Ensembles flous.....	32
III.2.2	Caractéristique d'un sous ensemble flou .....	34
III.2.3.	Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	34
III.2.4.	Variable linguistique.....	35
III.2.5.	Opérateurs de la logique floue.....	36
III.3.	Régulateur floue .....	36
III.3.1	Interface de fuzzification.....	37
III.4.	Conception d'un contrôleur à logique floue.....	37
III.4.1.	Stratégie de fuzzification.....	38
III.4.2.	Base de données.....	38
III.4.3.	Base de règles.....	38
III.4.4.	Inférence .....	39
III.4.5	Stratégie de défuzzification.....	40
III.4.6	Structure du régulateur par logique floue.....	41
III.5.	Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse.....	41
III.5.1	Le choix des variables d'entrées et de sorties.....	42
III.5.2	Normalisation des variables d'entrées et de sorties.....	42
III.5.3	Interface de fuzzification.....	42
III.5.4	Inférence.....	43
III.5.5.	Traitement numérique de l'inférence.....	44
III.5.6	Déffuzzification.....	44
III.6	Réglage de la vitesse.....	44
III.7.	Simulation analyse et interprétation des résultats.....	45
III.7.1.	Résultats de simulation.....	45
III.7.2.	Introduction de couple de charge.....	46
III.7.3.	Inversion du sens de rotation de la vitesse.....	46
III.7.4	Teste de la DTC à base vitesse.....	48

---

---

III.8. Interprétation des résultats.....	48
III.9 Conclusion.....	49
Conclusion. Générale.....	50
Annexe.....	52
Bibliographie.....	53

*Listes De figures et  
tableaux*

Liste des figures

Figure	Page
Figure(I.1) : Eléments de constitution de la machine asynchrone	2
Figure(I.2) Stator	3
Figure(I.3) Rotor	3
Figure (I.4) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.	5
Figure (I.5) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique	7
Figure (I.6) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q	9
Figure(I.7): Schéma de simulation d'une MAS alimentée par réseau.	12
Figure (I.7) Résultats de Simulation	13
Figure (I.8) Résultats de Simulation	14
Figure(I.9):Schéma d'un onduleur triphasé	15
Figure(I.10):Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoidale	16
Figure(I.11): Schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur.	17
Figure (I.12) résultats de simulation	18
Figure (II.1) Schéma classique de commande scalaire	19
Figure (II.2) Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté	20
Figure(II. 3) Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux	21
Figure(III.4) Sélection du vecteur tensions $V_i$ correspondant au contrôle du flux	24
Figure(III.5): Évolution du vecteur flux statorique	24
Figure(III.6) comparateur et la bandes de hystérésis	25
Figure (II.7) Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI.	26

Figure (II.8) schéma bloc de la DTC	26
Figure(II.9) Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC à vide	27
Figure(II.10) Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC en charge	28
Figure(II.12) Résultat de simulation du DTC à base vitesse.	29
Figure(II.11) Résultat de simulation du DTC à inversion du sens de rotation	30
(Figure III.1) fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou vieux	31
(Figure III.2) Fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou moyen	32
(Figure III.3) Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge	32
La figure (III.4) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.	34
La figure (III.5)Représentation des variables linguistiques	34
Figure(III.6) Schéma bloc d'un régulateur flou	36
La figure (III.7) les différents ensembles flous	37
(III.8) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)	40
(Figure III.9) La représentation de ces ensembles flous	42
(Figure III.9) schéma de simulation	44
Figure(III.10) Résultats de simulation avec boucle de vitesse	46
Figure(III.11) Résultats de simulation avec teste de basse vitesse	47
Figure(III.12) Résultats de simulation avec inversion du sens de rotation de la vitesse	48

*Liste des tableaux*

<b>Tableau</b>	<b>Page</b>
Tableau (II.1) Tableau de localisation selon TAKAHASHI pour le réglage du flux et le couple	25
Tableau (III.1): Matrice d'inférence de 7 ensembles flous	43

# *Symboles*

## Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions d'alimentation des phases statoriques.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants statoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Flux statoriques.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Flux rotoriques.

$L_{ss}$  : La matrice des inductances statoriques.

$L_{rr}$  : La matrice des inductances rotoriques.

$R_s, l_s$  : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

$R_r, l_r$  : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

$m_s$  : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

$m_r$  : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : Angle électrique.

$(\alpha, \beta)$  : Axes fixés au stator.

$(x, y)$  : Axes fixés au rotor.

$(d, q)$  : Axes fixés par rapport au champ tournant.

$\Omega$  : Vitesse rotation mécanique [rad/s].

$[\text{rad/s}] \Omega = r \omega_r$  : Vitesse rotation électrique ( p ) .

p : Nombre de paires de pôles.

$C_r$  : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

Cem : Couple électromagnétique.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

[P] : Matrice de transformation de PARK.

Tr : Constante de temps rotorique.

Ts : Constante de temps statorique.

Vs : Valeur efficace de tension.

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation.

Sabc : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.

Te : Période d'échantillonnage.

s : Opérateur dérivée de LAPLACE

. Kp : Facteur de proportionnalité.

Ki : Facteur intégral.

Kd : Facteur de dérivation.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

RLF : Régulateur de Logique Flou

$\tau$  : Constants de temps  $\square$

$\xi$  : Coefficient D'amortissement.

$\Delta e$  : la variation de l'erreur

e : l'erreu

RLF Régulateur à logique flou

### **Réglage par logique flou**

BFF :Bloc fonctionnel flou

$\mu$ : Fonction d'appartenance

E1: Sous ensemble

X :Nom de variable

T(x): Ensemble de terme de variable

U :Univers de discours

$\Delta U$  :Décisions de la sortie

e :Variable linguistique

# *Résumé*

**Résumé :**

Ce mémoire présente une étude et modélisation de régulation de vitesse de la moteur Induction (MAS) alimentée par onduleurs de tension.

Modélisation de la MAS alimenté par Onduleur de tension MLI, et présentée la technique de commande DTC appliquée à la MAS

Pour commander la machine, on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique en premier lieu ; puis un régulateur 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), Commande directe de couple DTC, Onduleur de Tension, Technique MLI siuns, triangle, , Régulateur PI, Logique floue, FLC,

# *Introduction Générale*

# Introduction général

Le moteur asynchrone le plus utilisé dans de nombreuses applications industrielles, et la robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation du donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages: une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec ou sans l'intervention de capteur mécanique.

Dans le première chapitre, nous commencerons par la modélisation du système– machine asynchrone onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux.

La deuxième chapitre consacrer au principe du contrôle direct de couple DTC classique; et montre comment la DTC influent et contrôler l'amplitude du flux statorique et de couple.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les notions de base de la logique floue liées aux techniques de commande et à l'application de la logique floue pour une régulation de vitesse de la MAS en utilisant des régulateurs flous de type Mamdani.

Enfin, nous concluons cette thèse en présentant les perspectives quant à la poursuite de ces travaux qui peuvent être envisagées.

# *Chapitre I*

## *Modélisation de la Machine Asynchrone*

# **Chapitre II**

*Commande  
direct de  
couple(DTC)*

## I.1. Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de définir par un modèle mathématique. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente, et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

## I.2 Généralités sur la machine asynchrone

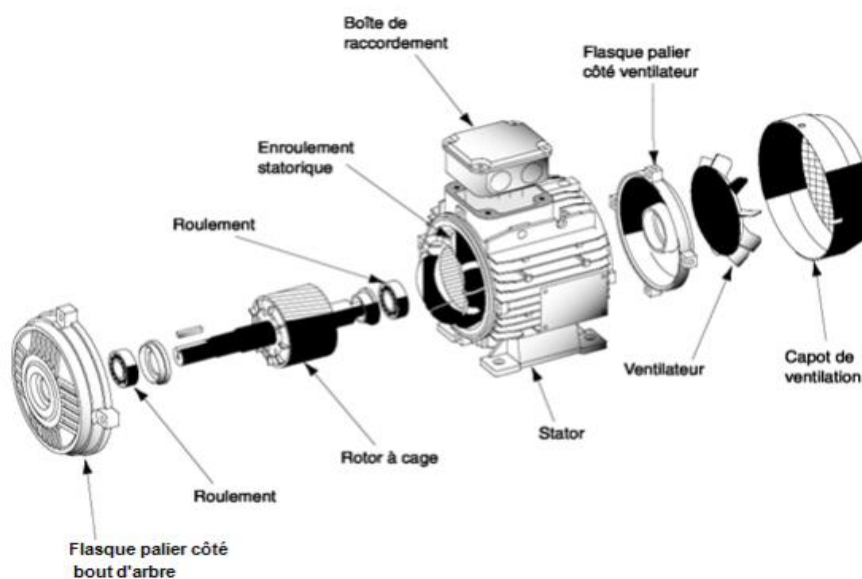
### I.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique à cause du glissement, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [1]

### I.2.2 Eléments de constitution de la machine asynchrone

La connaissance des éléments de constitution des machines asynchrones permet de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique;
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;



Figure(I.1) Eléments de constitution de la machine asynchrone

### I.2.2.1 Stator

Le stator est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont, pour les petites machines, découpées en une seule pièce alors qu'elles sont, pour les machines de puissance plus importante, découpées par sections. Elles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Les enroulements statoriques sont placés dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone. et une ventilation assurant le refroidissement de la machine lorsque celle-ci fonctionne en charge.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique. [BOU08a].



Figure(I.2) Stator

### I.2.2.2 Rotor

Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cage d'écureuil. Les rotors bobinés les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dit "de court-circuit", eux aussi fabriqués en cuivre ou en aluminium [BOU08a].



Figure(I.3) Rotor

### I.2.3.Principe de fonctionnement

La vitesse de rotation  $N_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation [8].

$$N_s = 60 \cdot (f_s / p) \quad (\text{I.1})$$

$p$  :le nombre de paires de pôles de la machine.

le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone) la loi de Faraday appliquée aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [2]. Ceci va entraîner le rotor vers la pour suite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse  $\Omega_s$ , tel que:

$$\Omega_s = \omega_s / p \quad (\text{I.2})$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$ , avec:

$$\Omega_r = \omega_r / p \quad (\text{I.3})$$

Cette vitesse est inférieure à  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure ou supérieur à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ ). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» définit par:

$$g = (\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s \quad (\text{I.4})$$

### I.3. Hypothèses simplificatrices

A fin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [3]:

- entrefer constant ;
- effet des encoches négligé ;
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- pertes ferromagnétiques négligeables ;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est

Pas prise en compte ;

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux ;

- la constance des inductances propres ;
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure (I.4) par ces six enroulements dans l'espace électrique, l'angle ( $\alpha$ ) repère l'axe de la phase rotorique de référence ( $R\vec{a}$ ) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de références ( $S\vec{a}$ ). Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases.

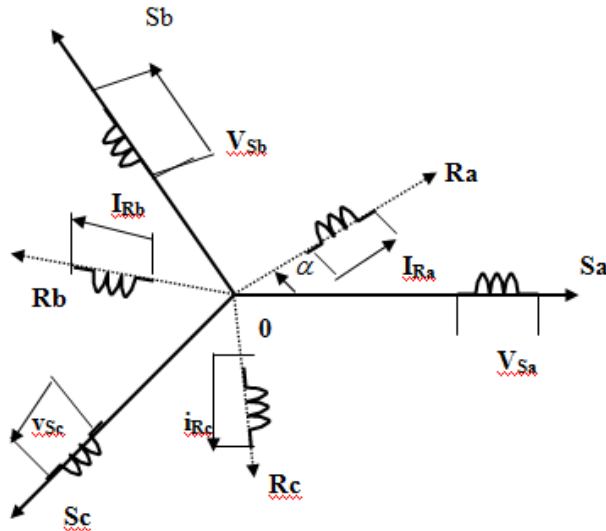


Figure (I.4) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

#### I.4. Equation électrique

$$V = R I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.5)$$

On déduit pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Et pour les phases rotoriques:

$$[V_{rabc}] = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.8)$$

$$\begin{bmatrix} Vra \\ Vrb \\ Vrc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ira \\ Irb \\ Irc \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi ra \\ \Phi rb \\ \Phi rc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Une matrice des inductances  $[L(\alpha)]$  établit la relation entre les flux et les courants; elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de  $\alpha$  (position du rotor).

Soit:

$$\begin{bmatrix} \Phi sa \\ \Phi sb \\ \Phi sc \\ \Phi ra \\ \Phi rb \\ \Phi rc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ls & Ms & Ms & M1 & M3 & M2 \\ Ms & ls & Ms & M2 & M1 & M3 \\ Ms & Ms & ls & M3 & M2 & M1 \\ M1 & M2 & M3 & lr & Mr & Mr \\ M3 & M1 & M2 & Mr & lr & Mr \\ M2 & M3 & M1 & Mr & Mr & lr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isa \\ Isb \\ Isc \\ Ira \\ Irb \\ Irc \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Où :

$$M1 = Msr \cos(\alpha)$$

$$M2 = Msr \cos(\alpha + 2\pi/3)$$

$$M3 = Msr \cos(\alpha - 2\pi/3)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \Phi sabc \\ \Phi rabc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Ls] & [Msr] \\ [Mrs] & [Lr] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Isabc \\ Irabc \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$[Ls] = \begin{bmatrix} ls & Ms & Ms \\ Ms & ls & Ms \\ Ms & Ms & ls \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[Lr] = \begin{bmatrix} lr & Mr & Mr \\ Mr & lr & Mr \\ Mr & Mr & lr \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$[Msr] = [Mrs]^t = Msr \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Finalement les tensions statoriques et rotoriques seront écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t [I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

### I.5. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (a, b, c) en un système biphasé équivalent (d/q), comme le montre la figure (I.5)

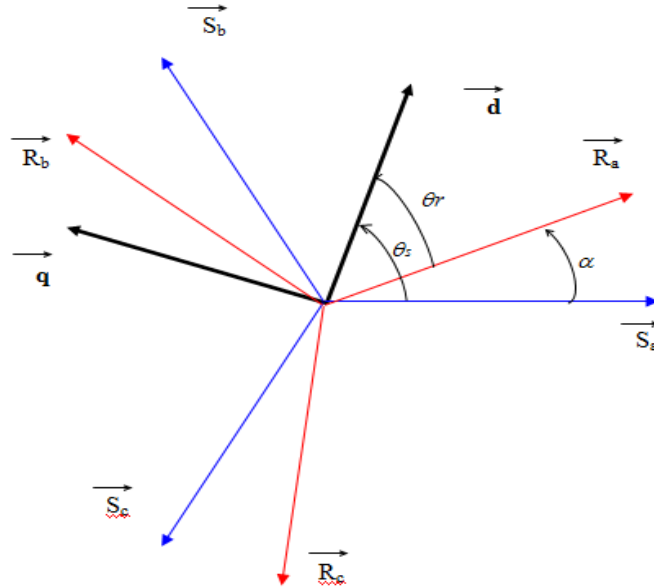


Figure (I.5) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

On a :

$$[V_{abc}] = [R] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (\text{I.16})$$

$$R = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La transformation linéaire  $[p]$  est appliquée à l'équation précédente

$$[p]^{-1} [V_{dqo}] = [R] [p]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} \left[ [p]^{-1} [\Phi_{dqo}] \right] \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$[p] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire  $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$ . La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

En multipliant (I.14) par  $[p]$  :

$$[Vdqo] = [R][Idqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] + [p] \left( \frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) [\Phi dqo] \quad (\text{I.20})$$

On démontre que :

$$[p] \left( \frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{I.21})$$

On obtient finalement le système des équations de Park, qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} Vd = rId + \left( \frac{d\Phi d}{dt} \right) - \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \Phi q \\ Vq = rIq + \left( \frac{d\Phi q}{dt} \right) + \left( \frac{d\theta}{dt} \right) \Phi d \\ Vo = rIo + \left( \frac{d\Phi o}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe  $d, q, o$  et les flux d'axes  $a, b, c$  :

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta_s)] [\Phi sabc] \text{ et } [\Phi rdqo] = [p(\theta_r)] [\Phi rabc] \quad (\text{I.23})$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

a) au stator :

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta_s)] [[Ls][Isabc] + [Msr]][Iracb] \quad (\text{I.24})$$

Soit:

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta_s)] [Ls] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_s)] [Msr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (\text{I.25})$$

b) au rotor :

$$[\Phi rdqo] = [p(\theta_r)] [[Msr][Isabc] + [Lr]][Iracb] \quad (\text{I.26})$$

Soit:

$$[\Phi rdqo] = [p(\theta_r)] [Msr] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_r)] [Lr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (\text{I.27})$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{or} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$L_s = l_s - M_s$  : Inductances cycliques statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductances cycliques rotorique.

$M = \frac{3}{2}M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composantes d'indice (0) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes  $d$  et  $q$  sont simplement définis par les trois paramètres constants  $L_s$ ,  $L_r$ ,  $M$ , et reliés aux courants par la relation (I.25) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

La substitution des enroulements fictifs  $S_d$ ,  $S_q$ ,  $R_d$ ,  $R_q$  aux enroulements triphasés permet, par interprétation de leur représentation à la figure (I.4), une écriture rapide de l'équation (I.25)

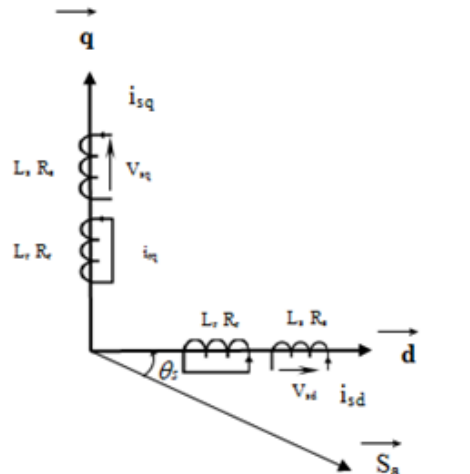


Figure (I.6) : Représentation des enroulements fictifs d'axes  $d$  et  $q$

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\
 V_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} = 0 \\
 V_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} = 0
 \end{aligned} \tag{I.30}$$

Dans le repère de Park ( $dq$ ) tournant à la vitesse angulaire  $W_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  l'équation (I.26) devient-

$$\begin{cases}
 V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - W_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + W_s \Phi_{ds}
 \end{cases} \tag{I.31}$$

$$\begin{cases}
 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (W_s - W) \Phi_{qr} \\
 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (W_s - W) \Phi_{dr}
 \end{cases} \tag{I.32}$$

Avec les flux :

$$\begin{cases}
 \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\
 \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr}
 \end{cases} \tag{I.33}$$

$$\begin{cases}
 \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\
 \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs}
 \end{cases} \tag{I.34}$$

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

### I.6. Equations mécaniques [4]

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$C_e = PM [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] \tag{I.35}$$

$$\frac{J}{p} \frac{dW}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{P} W \tag{I.36}$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

### I.7. Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes  $d, q$  qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

#### I.7.1. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions :  $\theta_s = 0$  ;  $\theta_r = -\theta$

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_s}{dt} &= 0 & ; & & \frac{d\theta_r}{dt} &= -\omega \\ \omega_s &= 0 & ; & & \omega_r &= -\omega \end{aligned} \quad (I.37)$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.38)$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation, d'une manière générale ; il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor [4].

#### I.7.2. Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons, donc:

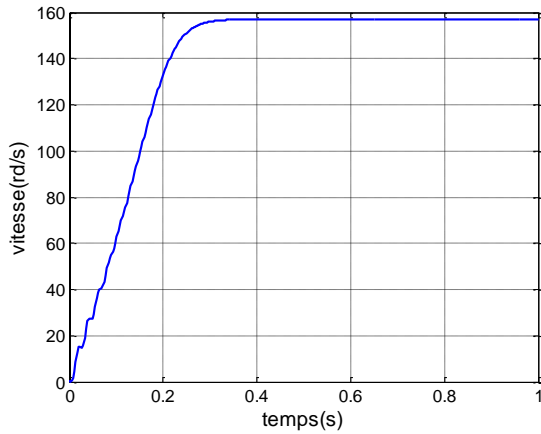
$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (I.39)$$

#### I.7.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant

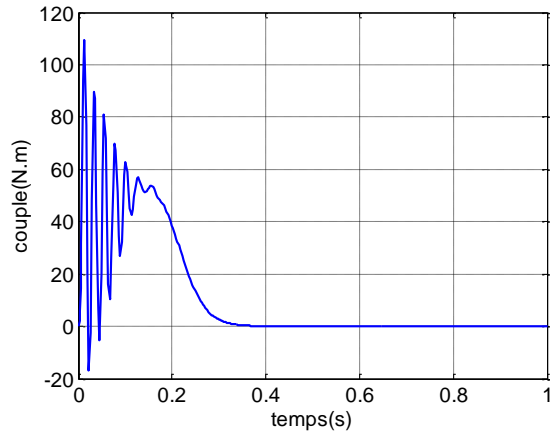
Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (I.40)$$

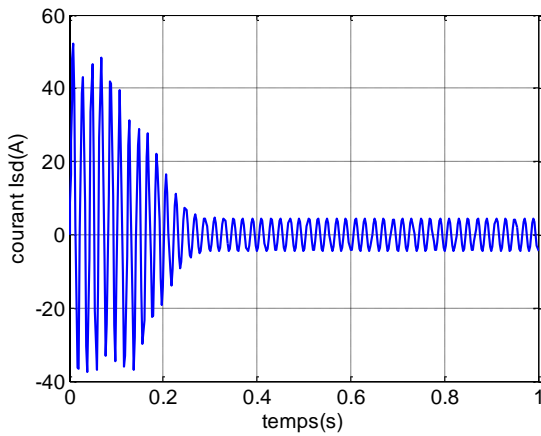


**Essai à vide :**

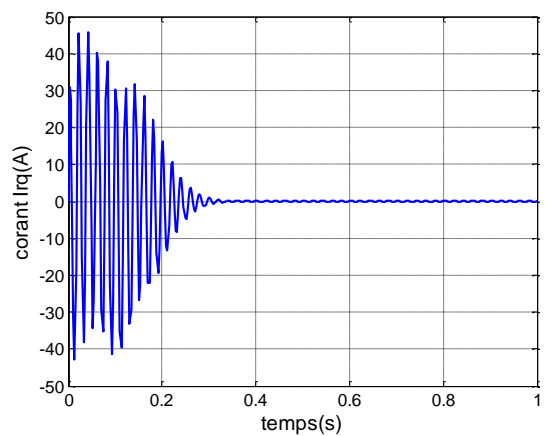
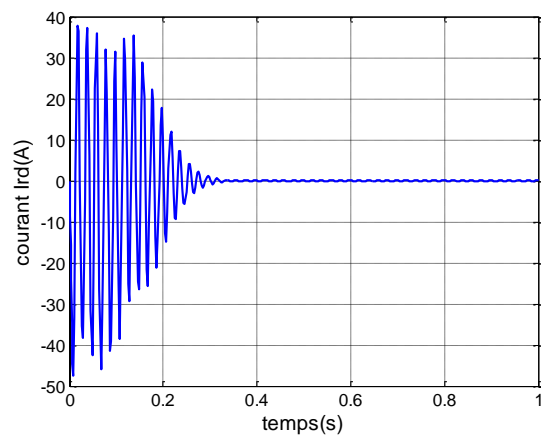
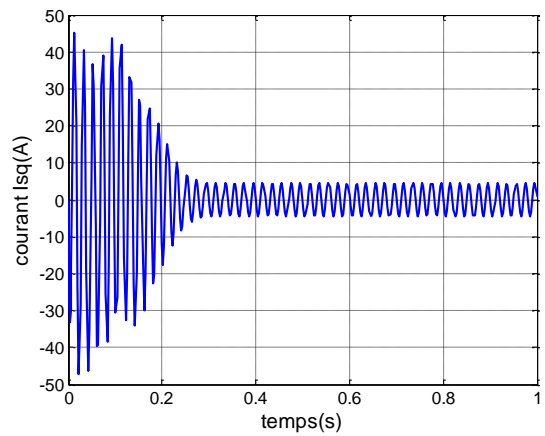
A



b



C



d

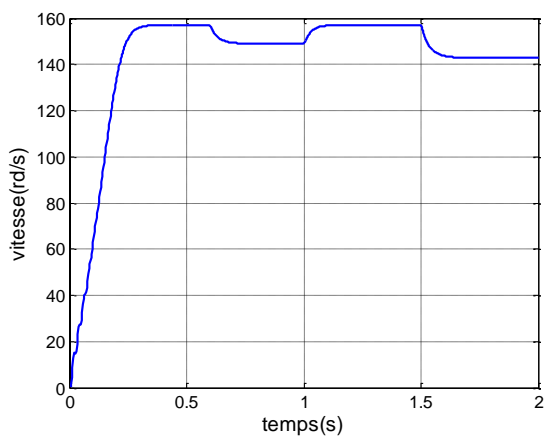
Figure (I.7) Résultats de Simulation

les courbes de la figure (I.7) permet de constater que le démarrage à vide sous la pleine tension sous une fréquence de 50 (Hz), permet d'avoir un temps d'établissement des courants rotoriques de (1 s), et le couple atteint une valeur maximal de 15(N.m) avant de se stabiliser à une valeur

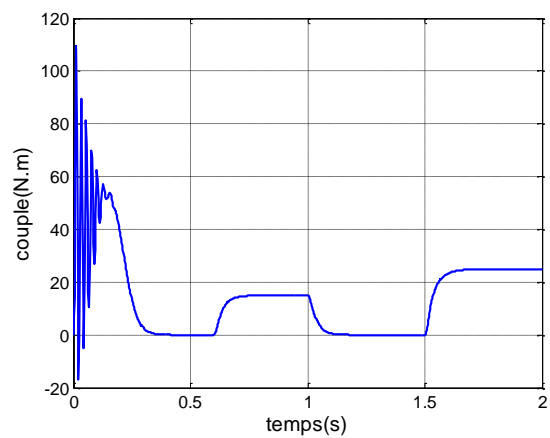
nulle en régime permanent. Les courants rotoriques ( $I_{dr}$  et  $I_{qr}$ ), du fait que la machine n'est pas sollicitée par une charge ( $C_r=0$ ; N.m), se stabilisent à des valeurs nulles.

### Essai en charge:

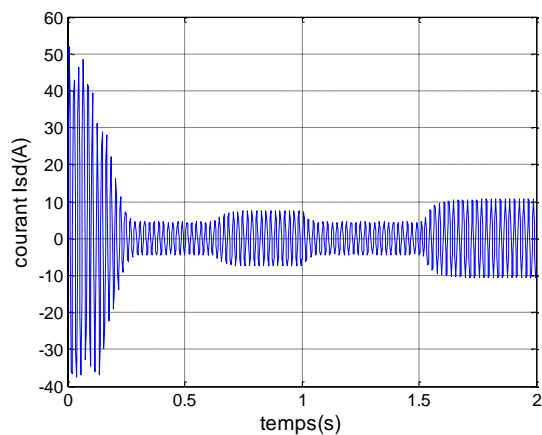
La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ . Pour un démarrage à vide ( $C_r = 0$  N.m), puis une application d'une perturbation de couple ( $C_r = 15$  N.m,  $C_r = 25$  N.m) à l'instant ( $t = 0.6$ s;  $1.5$  s), sous une alimentation de tension efficace  $V=220$  (V) et de fréquence  $\omega_s = 100 * \pi$  (Rad/s), les résultats de simulation sont regroupés sur les figure (I.8).



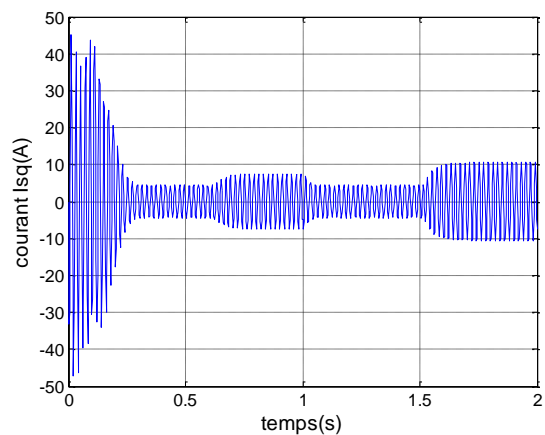
A

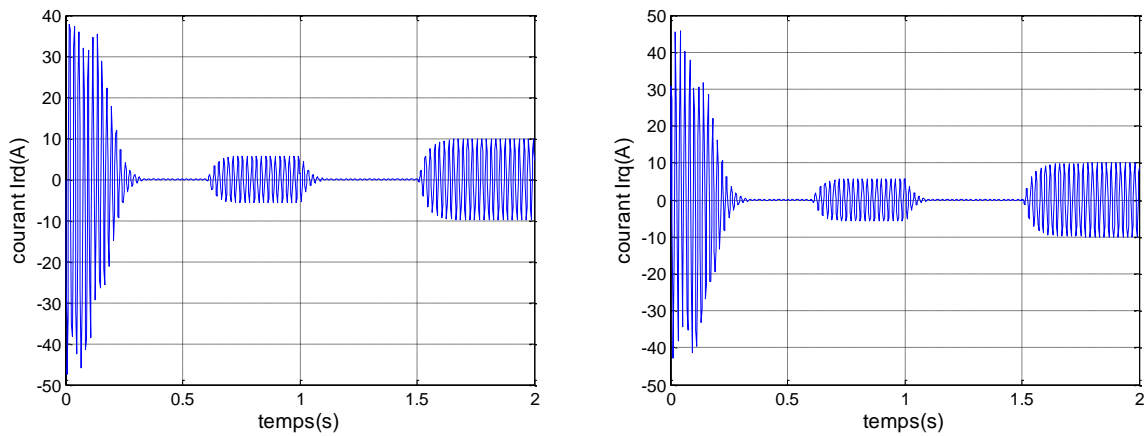


b



C





D

Figure (I.8) Résultats de Simulation

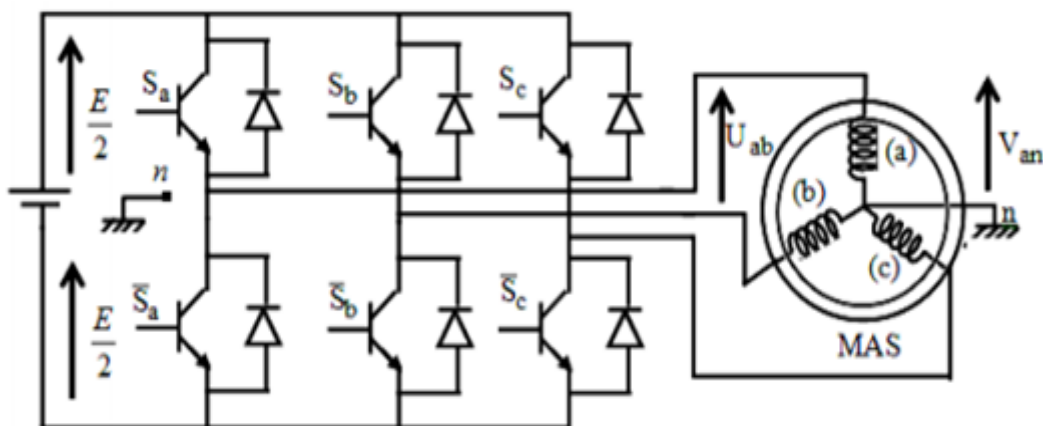
Lors de l'application de la perturbation de couple à (0.6s.1.5 s), le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Mais on constate une décroissance de vitesse qui se traduit par un glissement. Pour les courants statoriques et rotoriques, ils prennent des valeurs supérieures à celles correspondant au régime permanent.

### I.10 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants

$S_{a,b,c}=1$  Interrupteur (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c}=0$  Interrupteur (a, b ou c) ouvert.



Figure(I.9):Schéma d'un onduleur triphasé

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = u_{ao} + U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{ao} \end{cases} \quad (I.36)$$

$U_{ao}$ ,  $U_{bo}$ ,  $U_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu. Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.37)$$

$U_{an}$ ,  $U_{bn}$ ,  $U_{cn}$  ont les tensions simples de la machine  $U_{no}$  la tension fictive entre le point neutre de la MAS. La charge équilibre alors :

$$U_{an} = U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.38)$$

La substitution de (I.38) dans (I.37) aboutit à :

$$U_{no} = 1/3(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.39)$$

En remplaçant (I.39) dans (I.37), on obtient :

$$\begin{aligned} U_{an} &= U_o/3(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} &= U_o/3(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} &= U_o/3(-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (I.40)$$

### I.10.1 Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale) [7]

La MLI consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet:

\*De repousser vers, des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage.

\*De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

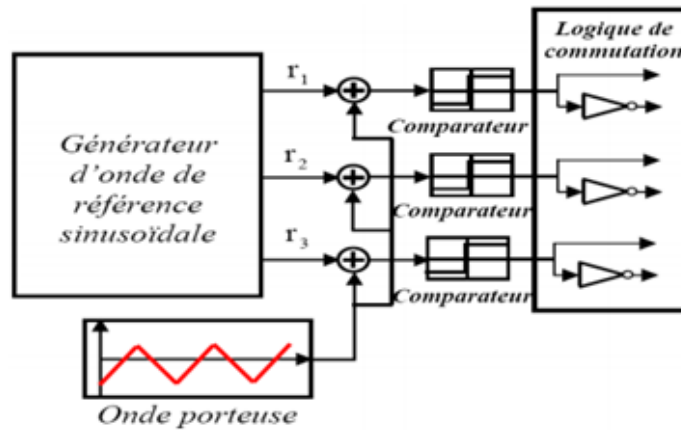
Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi - conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmentent les pertes par commutations.

### I.10.2. Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont [6] [7]

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f_r$  de la référence:  $m = f_p / f_r$
- Le coefficient à tension crête  $U_{pm}$  de la porteuse:  $r = V_m / U_{pm}$

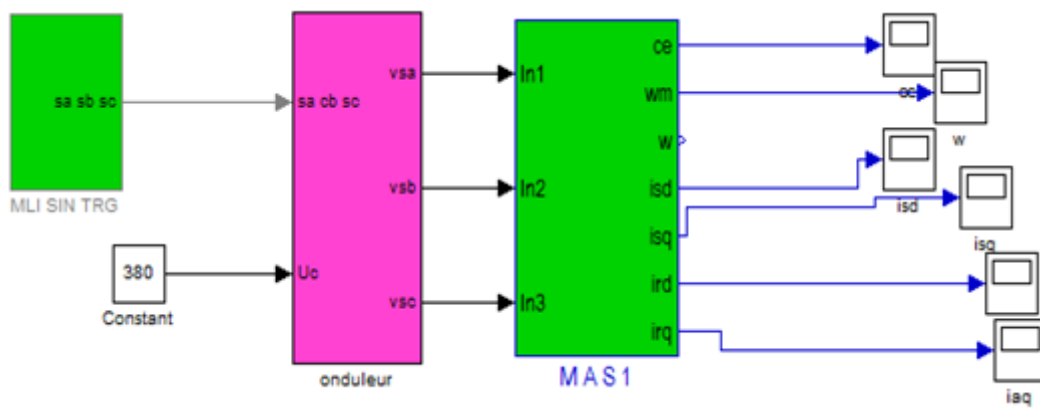
La commande triangulo – sinusoïdale de base [6] [7], consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel,

par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.



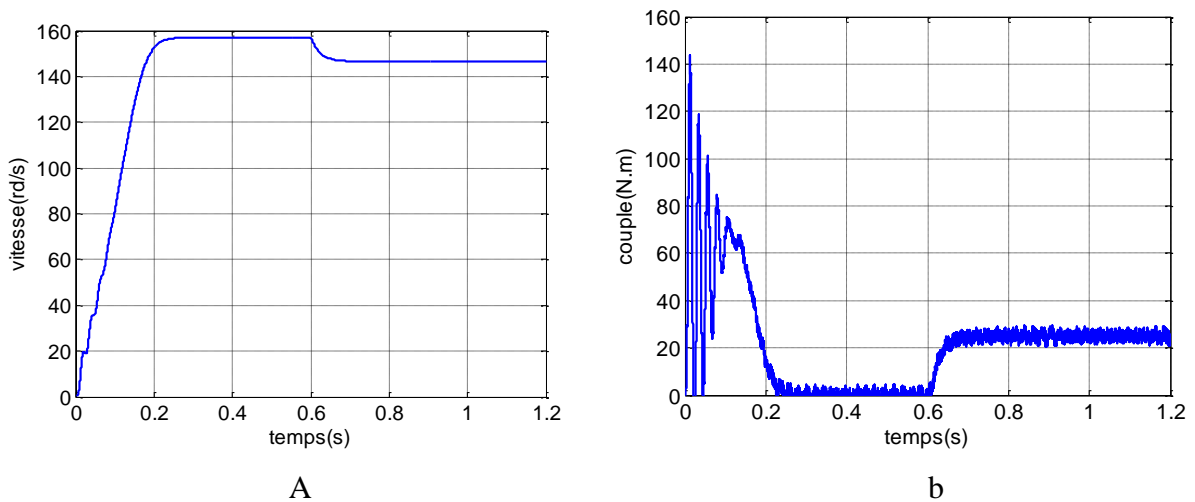
Figure(I.10):Schéma de principe de la technique triangulo – sinusoidale

### II.10.3.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI



Figure(I.11): Schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur.

### II.10.4. Résultats de simulation



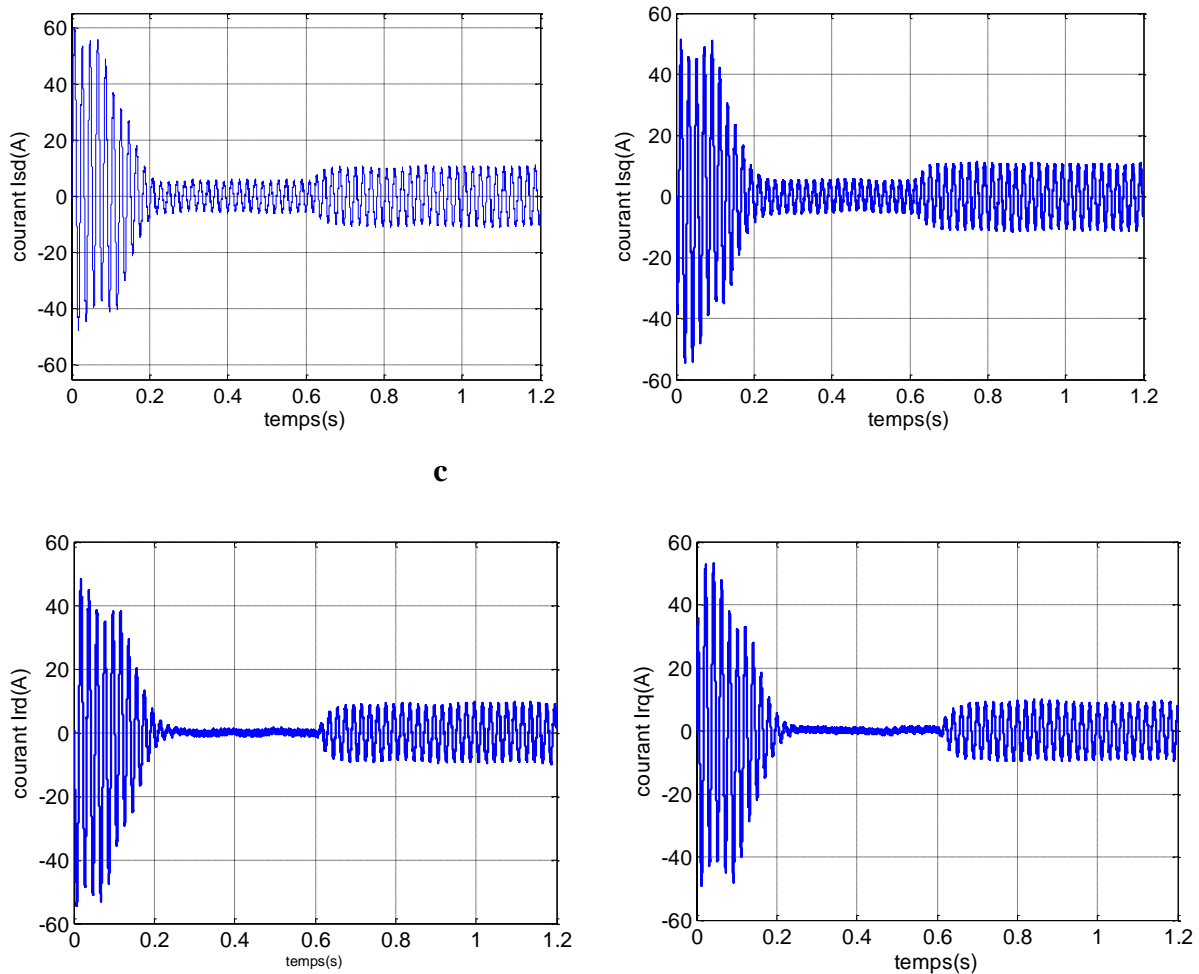


Figure (I.12) résultats de simulation

### II.10.5 Interprétation des résultats

La figure (I.12) montre la similitude des résultats obtenus lorsque la machine est alimentée par l'onduleur de tension. On remarque:

- \* Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.
- \* Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.
- \* Des oscillations observables sur les allures des courants statorique et rotorique à cause d'utilisation du convertisseur statique

### I.10.6 Conclusion

Dans ce première chapitre nous avons étudié la machine asynchrone triphasée. Dans un premier lieu, on a fait sa modélisation, et cela à partir des équations de la machine généralisée, et par la suite sa simulation, en utilisant le logiciel " **MATLAB**" qui nous a permis d'établir les différentes caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par une source de tension

triphasee. Donc ce chapitre a permis essentiellement de trouver les résultats classiques de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure générale de l'onduleur de tension à ainsi son fonctionnement en mode commandable, et celle d'un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur sera utilisé comme la source d'alimentation de notre machine, il génère 8 vecteurs tension distinctes.

# **Chapitre III**

*Application de La  
logique floue a la  
commande directe de  
couple*

## II.1. Introduction

Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980. Les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Souvent, les actions de réglage étaient entreprises en recourant à de simples comparateurs à hystérésis et des tableaux de localisation.

### II.2.1 Commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.

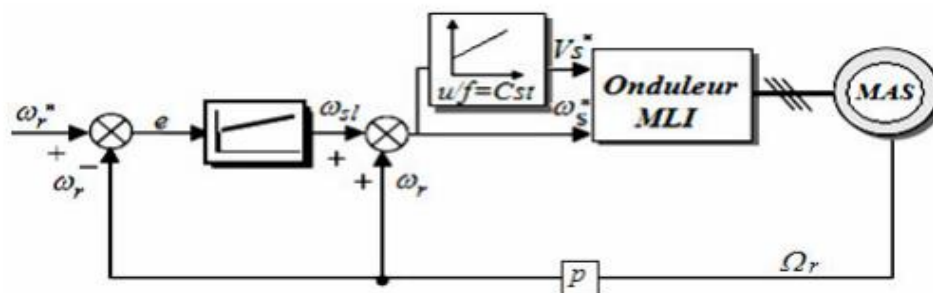


Figure (II.1) Schéma classique de commande scalaire

La figure (II.1) représente le schéma classique de commande scalaire indirecte, l'erreur  $e$  de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur PI de générer la pulsation de glissement  $\omega_{sl}$  qui ajoutée à la pulsation rotorique  $\omega_r$  donne la pulsation  $\omega_s^*$  des tensions statoriques. De cette dernière, on détermine la tension statorique  $V_s^*$  en utilisant la loi  $(u/f)$  constante.

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires, ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent.

### II.2.2. Commande vectorielle

En 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu, en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voir la figure(II.2)

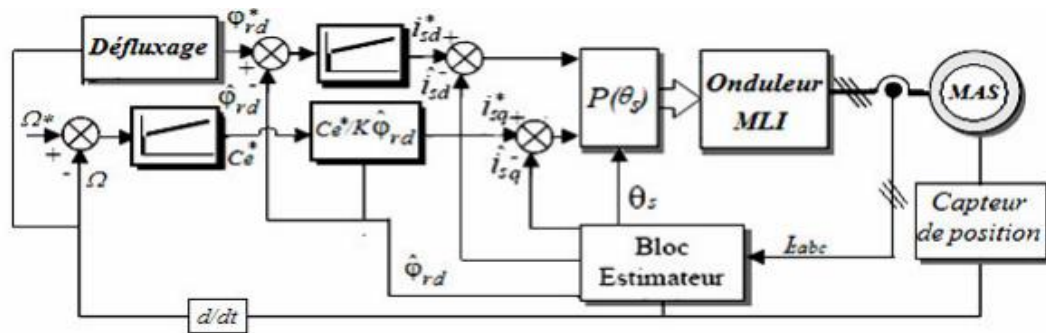


Figure (II.2) Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté

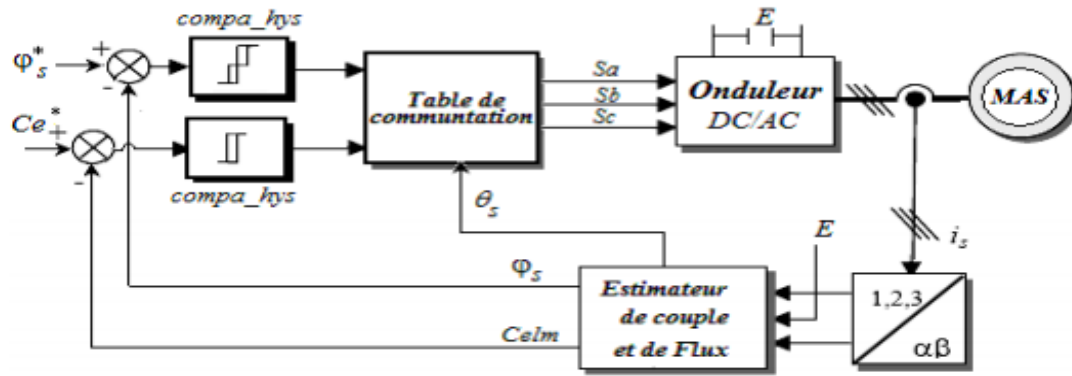
### II.2.3. Principes généraux de la commande DTC

Le contrôle direct du couple 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 basse instantanée, parmi lesquels 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 de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant : Le flux statorique réel dans le moteur. Le couple réel qu'il développe. La position du secteur.

### II.3. Commande directe de couple (DTC)

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi [6,10] et de Depenbrock [11]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis [12-13]. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [15,14]. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [16].



Figure(II. 3) Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [17]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible.

Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique [18], soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [17,18].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable  $S_{ce}$  à trois niveaux (-1,0,1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [20]. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire  $S_{\phi s}$ , représentative de l'évolution souhaité pour le flux [20]. La variable  $\theta_s$  correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur.

## II.4 Règle de comportements de (flux, couple)

### II.4.1. Contrôle du flux statorique

On se place dans le repère fixe  $(\alpha \beta)$  lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$(V_s = R_s I_s + d\Phi_s/dt) \quad (II.1)$$

On obtient :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.2})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} - \int_0^t (V_s) dt \quad (\text{II.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire alors:

$$(\Phi_s(k+1) = \Phi_s(k) + V_s T_e) \quad (\text{II.4})$$

Où encore

$$(\Delta \Phi_s = V_s T_e) \quad (\text{II.5})$$

Avec  $\Phi_s(k)$  c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel .

- $\Phi_s(k+1)$  c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \Phi_s$  c'est la variation du vecteur flux statorique ( $\Phi_s(k+1) - \Phi_s(k)$ )
- $T_e$  c'est la période d'échantillonnage.

Pour une période d'échantillonnage constante l' erreur du flux statorique  $\phi_s$  est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au stator de la machine.

La figure (II.3) montre que la sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l' amplitude de flux statorique  $\Phi_s$  dans le plan ( $\alpha \beta$ ), [20]. L' équation (II.5) montre que lors de l' application d' un vecteur tension constant, l' extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplacent dans la direction du vecteur tension statorique  $V_s$  à une vitesse égale à son amplitude [14,20]

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l' extrémité du vecteur flux statorique  $\phi_s$  dans une couronne circulaire comme Figure. la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l' erreur du flux est positive et (0) lorsqu' elle est négative [12,20,19]. La largeur de la bande d' hystérésis est choisie suivant l' intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

#### II.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

La transformation de Park est faite avec conservation de puissance, l' expression du couple électromagnétique durant l' intervalle de commande peut être écrite sous la forme:

$$\gamma = \Phi_s - \Phi_r \text{ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.}$$

$$(V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt}) \quad (\text{II.6})$$

$$(V_r = 0 = R_r I_r + (d\Phi_r/dt) - j\omega\Phi_r) \quad (\text{II.7})$$

$$\Phi_s = L_s I_s + M I_r \quad (\text{II.8})$$

$$\Phi_r = L_r I_r + M I_s \quad (\text{II.9})$$

$$I_r = 1/\sigma \left( \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_s L_r} \Phi_s \right) \quad (\text{II.10})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{II.11})$$

$\sigma$  :le coefficient de dispersion

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = + \left( \frac{1}{\sigma L_r} - j\omega \right) \Phi_r = \frac{M}{L_s} * \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_s \quad (\text{II.12})$$

$\text{Tr} = L_r / R_r$

$$(C_e = K(\Phi_s * \Phi_r) = K\Phi_s\Phi_r \text{Sin}\gamma) \quad (\text{II.13})$$

$$K = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \quad (\text{II.14})$$

$\Phi_s$  module du vecteur flux stator,

$\Phi_r$  : module du vecteur flux rotor,

$\Phi_{sr}$  : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

On peut contrôler le vecteur  $\Phi_s$  à partir du vecteur  $V_s$ , aux chutes de tension  $R_s I_s$  près, Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation [12]. Ce comparateur est modélisé par l' algorithme de l' équation ,tels que 'Sce' représente l'état de sortie du comparateur et 'hc' la limite de la bande d' hystérésis.

#### II.4 .1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit:

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.15})$$

$$\Phi_s = \Phi_s \alpha + j\Phi_s \beta \quad (\text{II.16})$$

$$I_s = I_s \alpha + jI_s \beta \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} I_s \alpha = \sqrt{2/3} i_s a \\ I_s \beta = 1/\sqrt{2} i_s b \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} V_s \alpha = \sqrt{2/3} U_0 (S_a - 1/2(S_b + S_c)) \\ V_s \beta = 1/\sqrt{2} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_s \alpha^2 + \Phi_s \beta^2} \quad (\text{II.20})$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_s \beta}{\Phi_s \alpha}\right) \tag{II.21}$$

### II.4.2 Estimation du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = p(\Phi_s \alpha * i_s \beta - \Phi_s \beta * I_s \alpha) \tag{II.22}$$

### II.4.3 . Elaboration du vecteur de commande

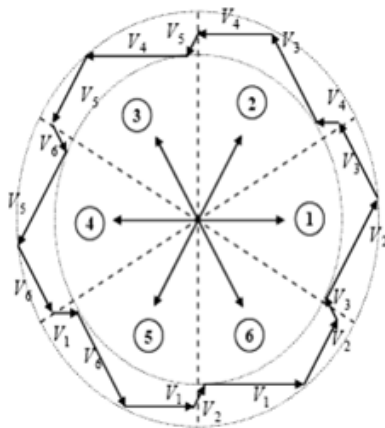
#### II.4.3.1. Correcteur de flux

Ce type de contrôleur, on peut contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir [17]:

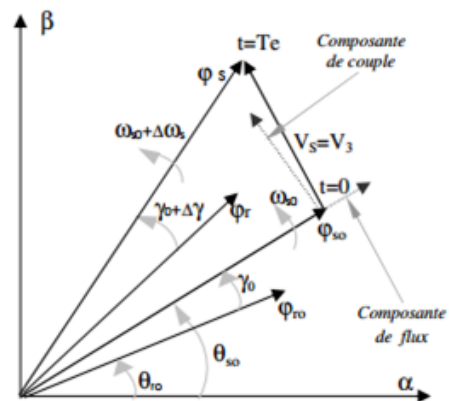
$$((\Phi_s)_{ref} - \Phi_s) \leq \Delta \Phi_s \tag{II.23}$$

Avec  $(\Phi_s)_{ref}$  :est le flux de référence,

$\Delta \Phi_s$  est la largeur d'hystérésis du correcteur.



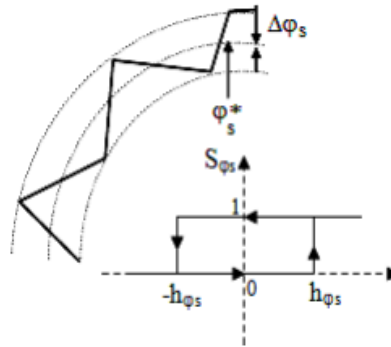
Figure(III.4) Sélection du vecteur tensions  $V_i$  correspondant au contrôle du flux



Figure(III.5): Évolution du vecteur flux statorique

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées: un correcteur à hystérésis à deux niveaux, un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l' extrémité du vecteur flux statorique  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme Composante de flux  $\theta_r$  est négative [12,20,19]. La largeur de la bande d' hystérésis est choisie suivant l' intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs



Figure(III.6) comparateur et la bandes de hystérésis

$$\begin{cases} si & \Delta\phi_s > h_{\phi_s} & S_{\phi_s} = 1 \\ si & 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{\phi_s} \text{ et } \left(\frac{d\Delta\phi_s}{dt}\right) > 0 & S_{\phi_s} = 0 \end{cases} \quad (II.24)$$

$$\begin{cases} si & 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{\phi_s} \text{ et } \left(\frac{d\Delta\phi_s}{dt}\right) < 0 & S_{\phi_s} = 1 \\ si & \Delta\phi_s < -h_{\phi_s} & S_{\phi_s} = 0 \end{cases} \quad (II.25)$$

### II.4.3.2 Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter  $\zeta_{cem}$ , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée

$$\zeta_{cem} = (Cemref - Cem) \quad (II.26)$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles :

$$(Cemref - Cem) \leq \Delta Cem \quad (II.27)$$

Avec : Cemref: est le couple de référence,

$\Delta Cem$ : est la largeur d'hystérésis du correcteur à trois niveaux. Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

### II.4.3.3. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables Cflx, Ccpl et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique  $\Phi_s$ . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique .

	COMPARATEUR					
	2 niveaux		3 niveaux	2 niveaux		3niveaux
cflx	0	0	0	1	1	1
ccp	-1	0	1	-1	0	1
$\theta_1$	V <sub>5</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>2</sub>
$\theta_2$	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>
$\theta_3$	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>
$\theta_4$	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>5</sub>
$\theta_5$	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>6</sub>
$\theta_6$	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>

Tableau (II.1) Tableau de localisation selon TAKAHASHI pour le réglage du flux et le couple

## II.5 Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Le régulateur de type IP a été appliqué pour la commande des machines à induction en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est représentée par la figure (II.7)

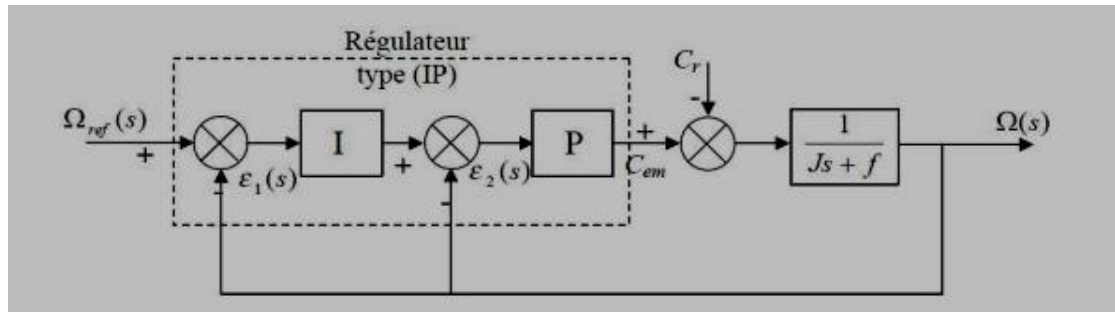


Figure (II.7) Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI.

Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel-Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} S^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} S + 1} \quad (\text{II.22})$$

Par identification à un système du second ordre (II.22), on obtient les relations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases}, \quad \begin{cases} K_p = 2J\xi\omega_n - f \\ K_i = \frac{J\omega_n^2}{K_p} \end{cases}$$

Pour calculer  $K_p$  et  $K_i$ , on choisit  $\xi = 1/\sqrt{2}$  et  $\omega_n = 157 \text{ rad/s}$ , ce qui donne :  $K_p = 15.54$   
 $K_i = 111.03$

## II.6 Résultats de Simulation

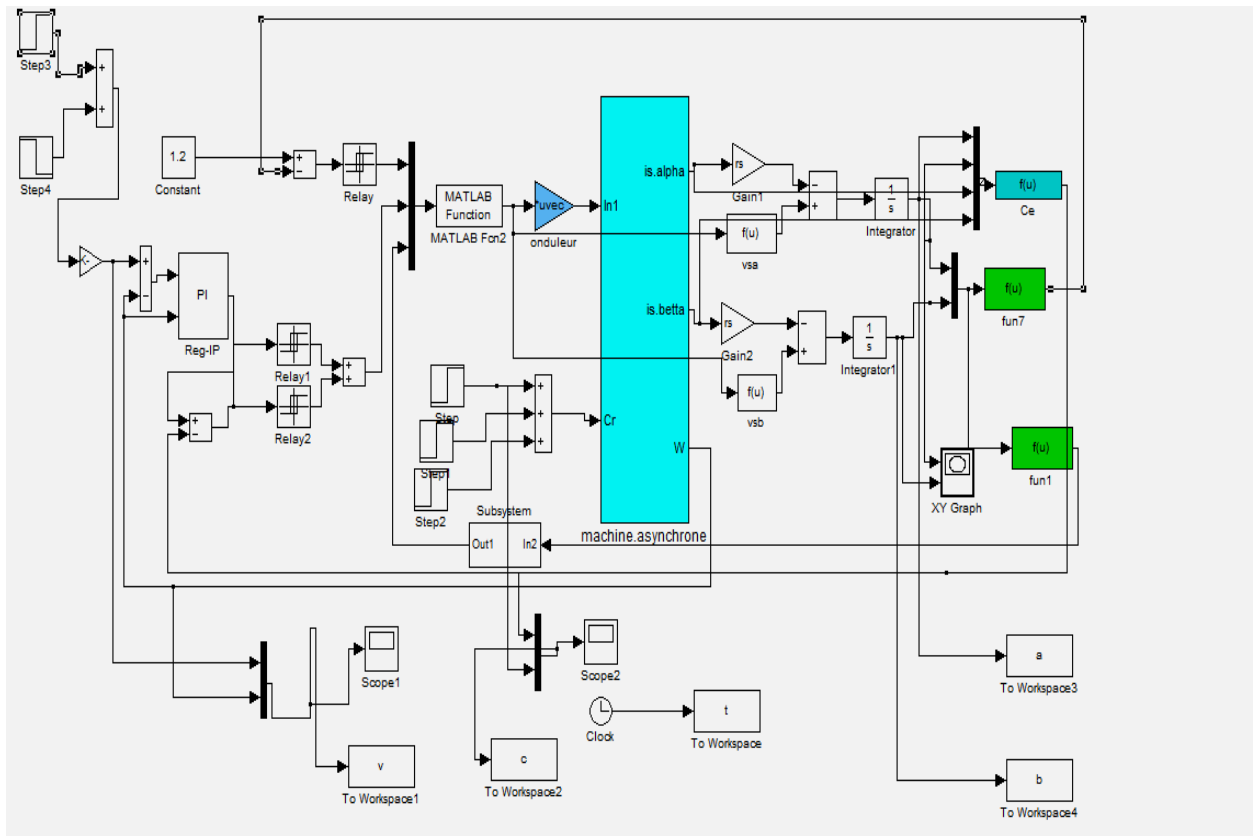
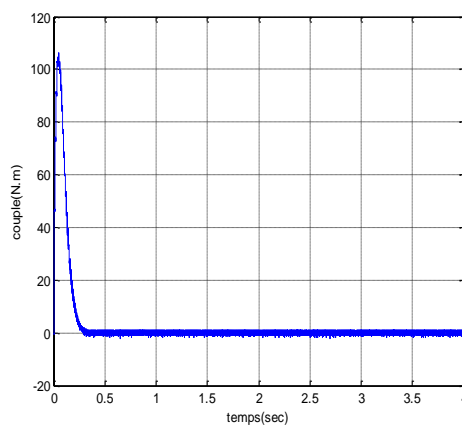
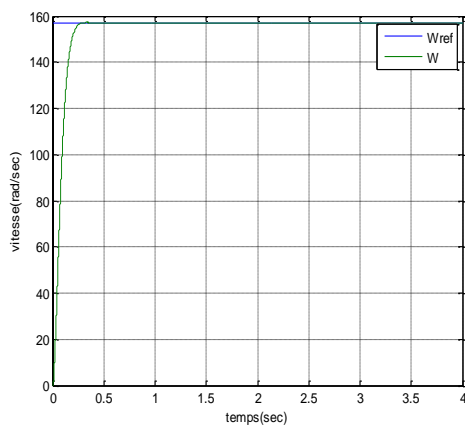
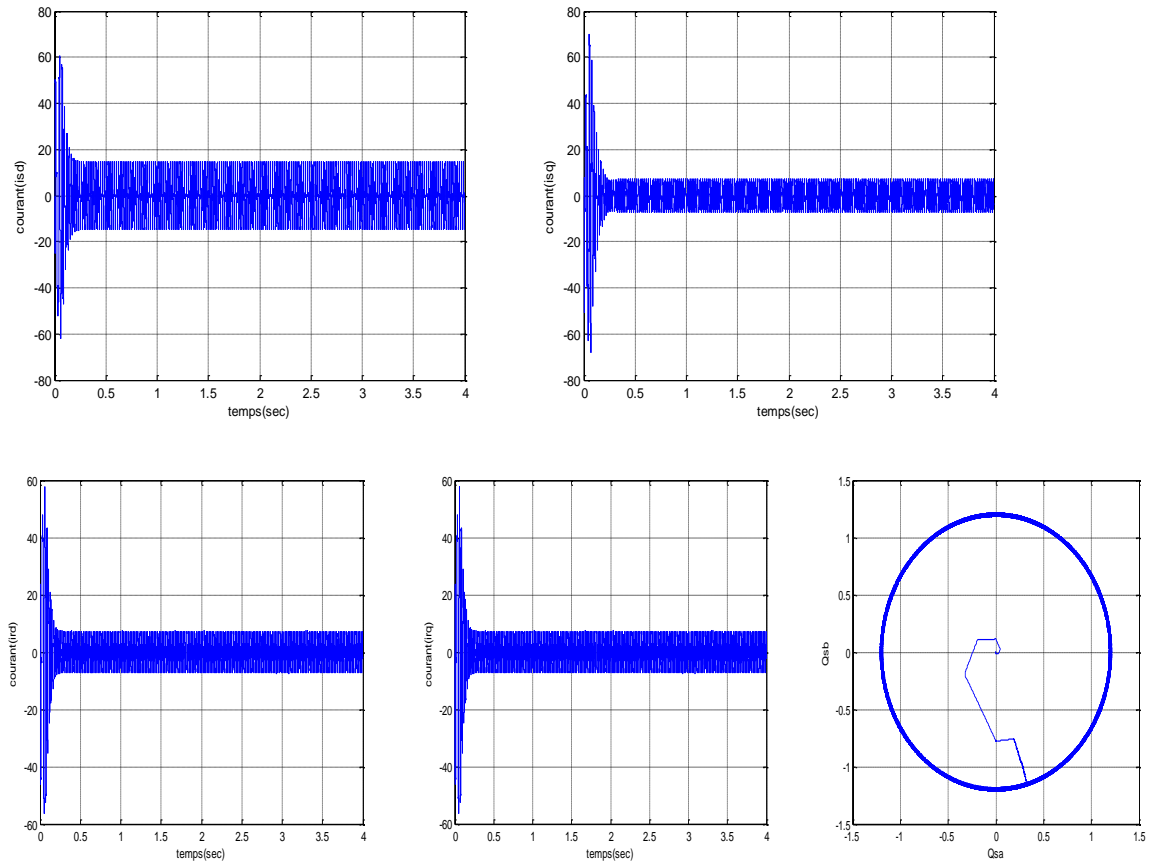


Figure (II.8) schéma bloc de la DTC

Les figures ci-dessous présente les résultats de simulation sur 2s pour un couple de référence de échelon de consigne variant de 20N.m et un flux de référence à 1,2 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.01$  N.m et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.01$ Wb.

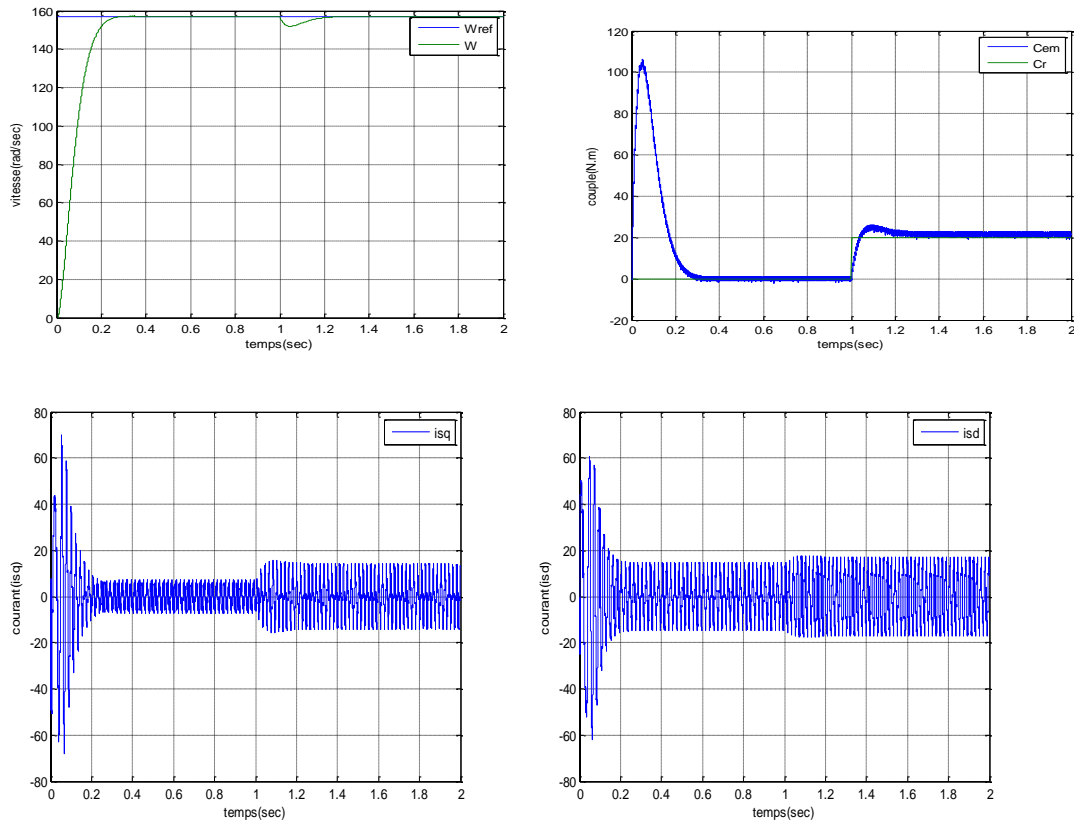
**II.6.1. Commande avec boucle de vitesse à vide**

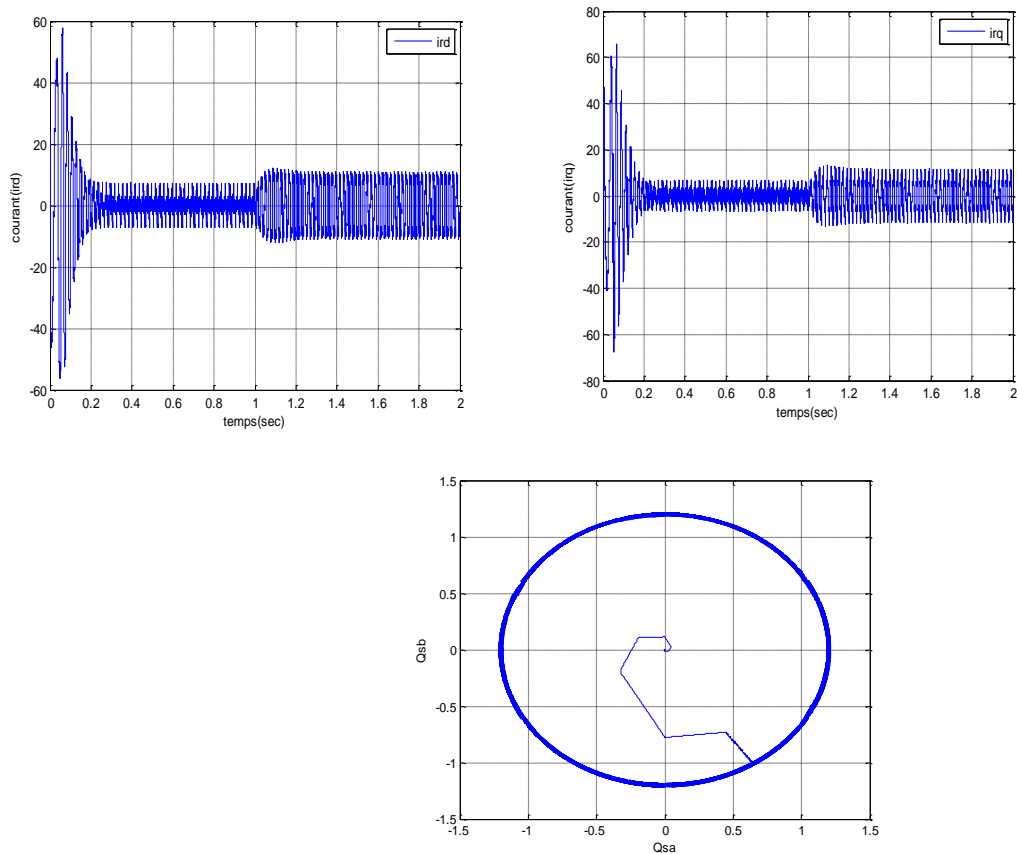




Figure(II.9) Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC à vide

**II.6.2. Commande avec boucle de vitesse en charge**



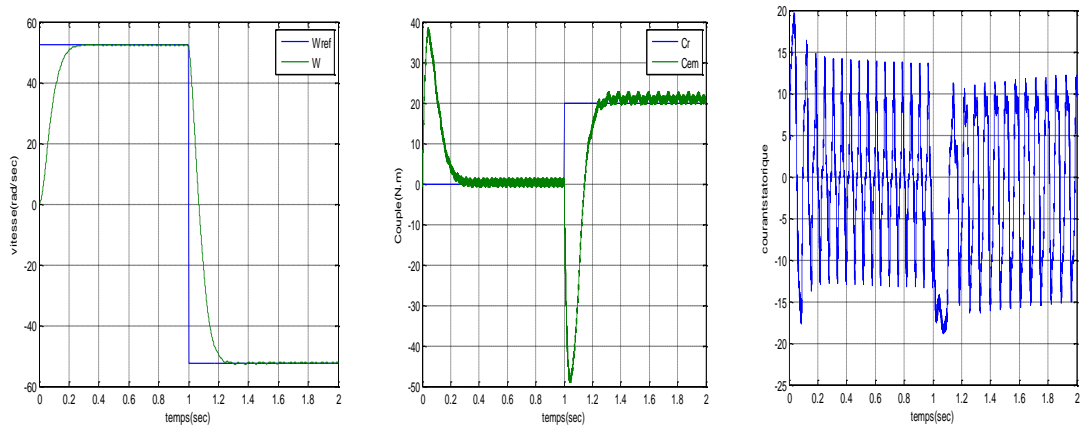


Figure(II.10) Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC en charge

La figure (II.10) représente les résultats de simulation en utilisant le modèle de contrôle direct de couple DTC, la réponse de système au moment d'application de couple d'une charge 20N.m et une vitesse de référence est 157 rad/sec. le vitesse et le couple suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide, La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

**II.6.3. Teste de la DTC à base vitesse**

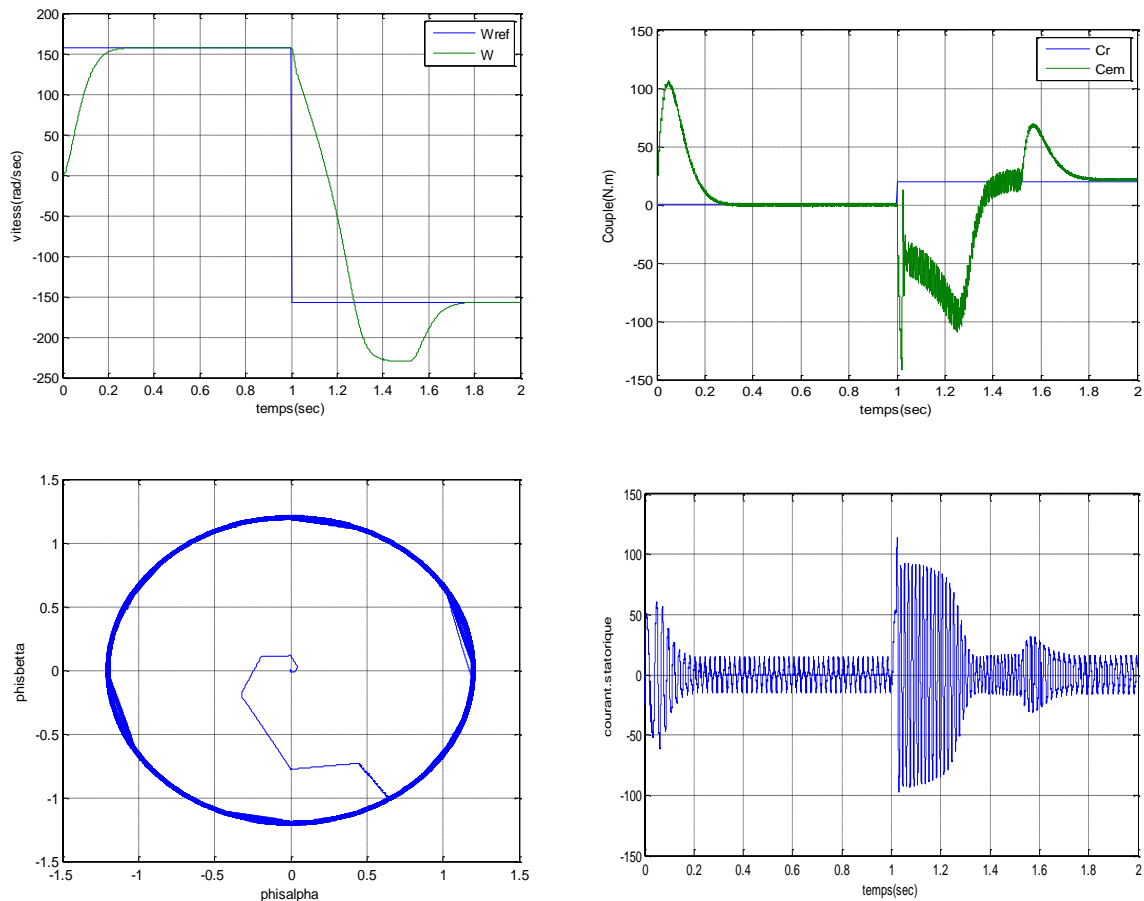
Les simulations à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de +50 rad/s à -50 rad/s à t=1s, avec un couple de charge (Cr=20N.m) à t=1s.



Figure(II.12) Résultat de simulation du DTC à base vitesse.

### II.6.4. Inversion du sens de rotation

on introduit un changement de la consigne de vitesse de (157 rad/s à -157 rad/s) à l'instant  $t=1s$  après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.11) présente une ondulations dans les courants statoriques à l'inversion de vitesse et La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, et un dépassements dans la vitesse.



Figure(II.11) Résultat de simulation du DTC à inversion du sens de rotation

### II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présente les principes du commande directe du couple de la machine asynchrone(DTC), ainsi on a présenté les résultats de simulations du commande directe du couple(avec boucle de vitesse , inversion du sens de rotation et teste de basse vitesse ).

Cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple observe un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système Pour palier à ces problèmes, la solution qu'on a envisagée consiste à utiliser un système de commande avec la technique de la logique floue.

# *Conclusion Générale*

### III.1 Introduction

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [21].

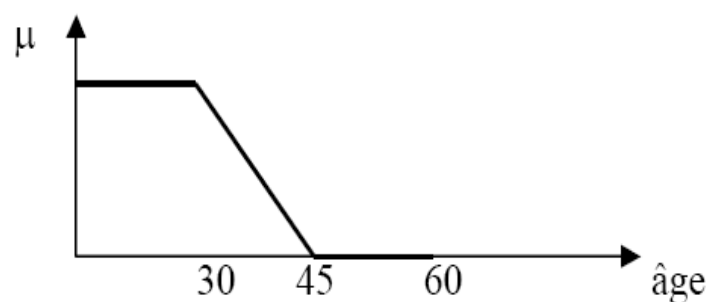
Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, et la table de sélection sont remplacés par un comparateur floue afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence .

### III.2 La théorie de La logique floue

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  $\mu$  ) .

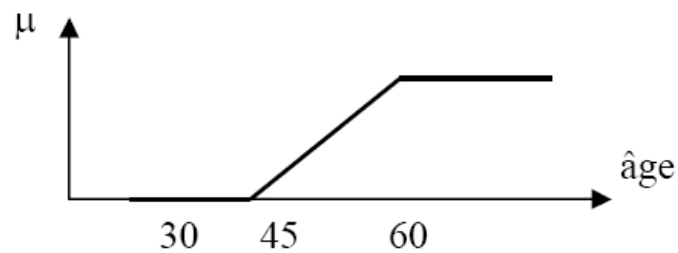
Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux..

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 [22]. 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.



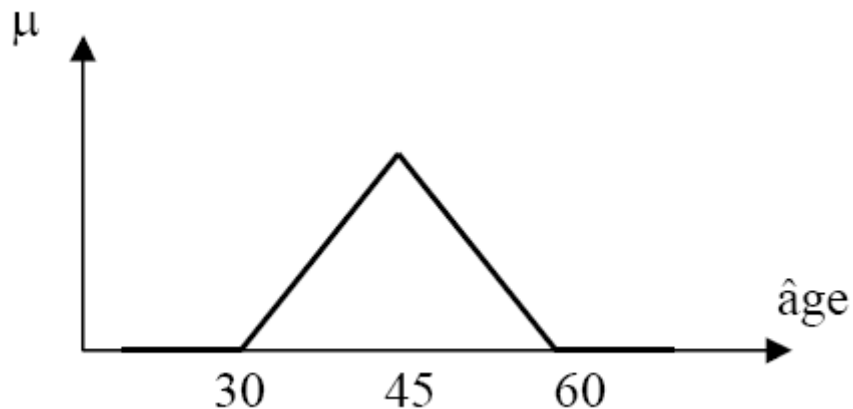
(Figure III.1) fonction d'appartenance de la variable âge à l'ensemble flou vieux

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.2) Fonction d'appartenance de la variable linguistique âge

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.3) 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  $\mu = 0.60$

### III.2.2 Caractéristique d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou  $E1$  de  $U$  les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffèrent d'un sous ensemble ordinaire de  $U$  [23].

#### III.2.2.a) Support

Le support de  $E1$  est l'ensemble des éléments de  $U$  appartiennent, au moins un peu à  $E1$ . Le support de  $E1$ , noté  $\text{supp}(E1)$ , est la partie  $U$  sur laquelle la fonction d'appartenance de  $E1$  n'est pas nulle:  $\text{Supp}(E1) = \{x \in U / \mu_{A}(x) \neq 0\}$

#### III.2.2.b) Hauteur

La hauteur de E1 est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à E1. La hauteur, notée h (E1), du sous ensemble flou E1 de U est la plus grande valeur prise par sa (x) fonction d'appartenance:  $h(E1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$

### III.2.2.c) Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue E1. Dont l'ensemble est appelé le noyau de E1. Le noyau de E1, noté  $\text{noy}(E1)$ , est l'ensemble des éléments de U pour lesquels fonction d'appartenance de E1 vaut 1.

$$\text{noy}(E1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$$

### III.2.2.d) Cardinalité

Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou E1 de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent à E1.

### III.2.4. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Elle est utilisée pour le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur [24]. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance dont ces fonctions sont les suivantes:

- a) fonction d'appartenance triangulaire
- b) fonction d'appartenance trapézoïdale
- c) fonction d'appartenance gaussienne

#### a) fonction d'appartenance triangulaire

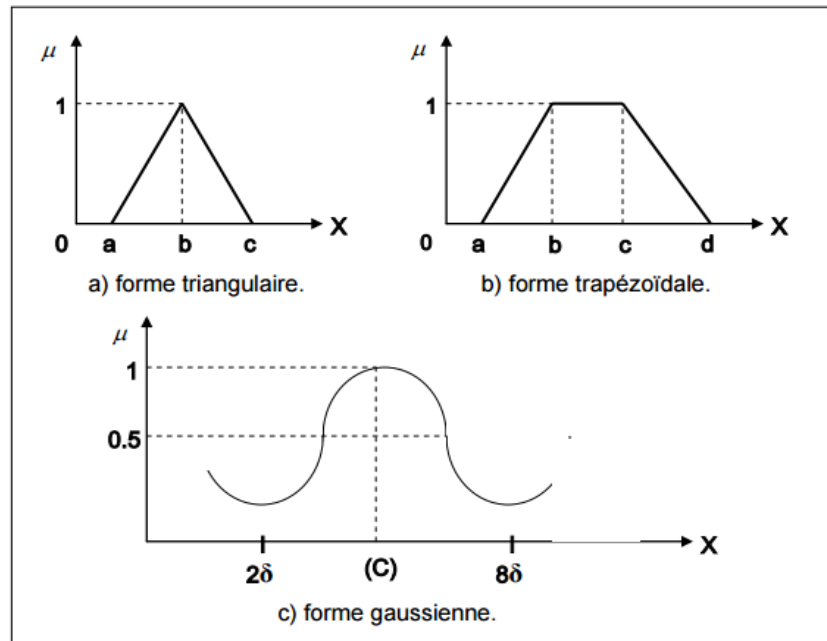
$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x < b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x < c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III .1})$$

#### b) fonction d'appartenance trapézoïdale

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x < b \\ 0 & \text{si } b < x < c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x < d \\ 1 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III .2})$$

#### c) fonction d'appartenance gaussienne

$$\mu(x) = \exp[-(x - M/\sigma)^2] \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{III .3})$$



La figure (III.4) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.

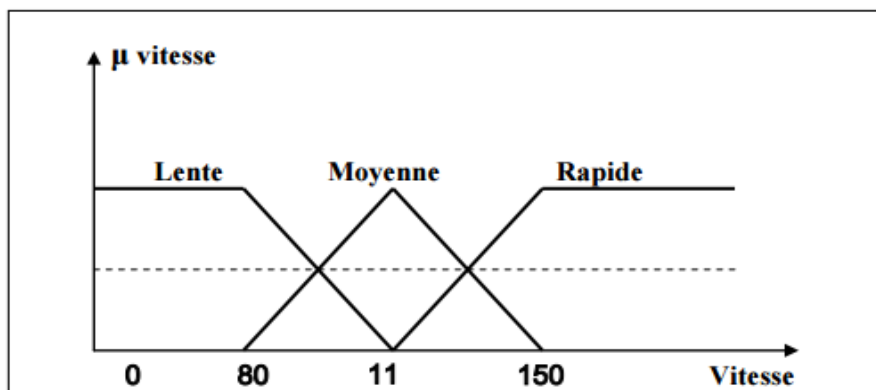
### III.2.5. Variable linguistique

Une variable linguistique est caractérisée par un triple  $(x, F(x), U)$  ou

$x$  : le nom de variable

$F(x)$ : ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de  $x$  dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans  $U$ .

Comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de terme  $F$  (vitesse) peut être:  $F$  (vitesse) = (lent, moyenne, rapide, ...) Ou chaque terme dans  $F$ (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours  $U = [0, 200]$ . par exemple. Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieurs ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur La figure (III.5).



La figure (III.5) Représentation des variables linguistiques

### III.2.6. Opérateurs de la logique floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles. L'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles floue pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 et 1). Pour pallier à ce problème, sont introduits quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous. Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivantes .

#### • Cas de l'opérateur ET:

il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le maximum ou le produit des degrés d'appartenance ( $\mu(x1)$ ) et  $\mu(x2)$  aux deux ensembles flous en question

$$\text{soit: } (\mu(x1, x2) = \mu(x1) \mu(x2)) \quad (\text{III .4})$$

#### • Cas de l'opérateur OU:

la réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés d'appartenance aux deux ensembles flous i et j de x1 et x2 respectivement, c'est-à-dire:

$$(\mu(x1, x2) = 1/2(\mu(x1) + \mu(x2))) \quad (\text{III .5})$$

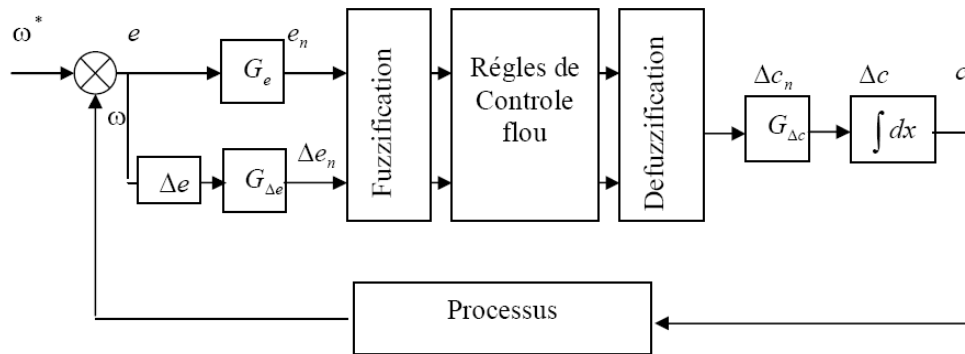
#### • Cas de l'opérateur ALORS:

Cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le produit des deux fonctions d'appartenance) des deux ensembles flous i et j de x1 et x2 respectivement, c'est-à-dire:

$$((\mu(x1, x2) = \mu(x1) \mu(x2)) \quad (\text{III .6})$$

### III.3 Régulateur floue

Comme nous pouvons le constater à partir de l'analyse précédente, l'erreur de vitesse e et son changement  $De$  sont les grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement de la machine. Elles sont alors choisies comme deux entrées du régulateur logique flou de vitesse. Quant à la sortie, il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander  $Dc$  . Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone à partir de la configuration générale de manière qu'elle comporte le régulateur logique flou à la place d'un régulateur conventionnel PI dans la structure de contrôle directe du couple tel qu'illustré à la (figure III.4) suivante :



Figure(III.6) Schéma bloc d'un régulateur flou

(La figure III.4) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani

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

### III.3.1 Interface de 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'appartenance qui ont pour but de subdiviser l'espace d'entrée de l'univers de discours en sous ensembles flous[23].

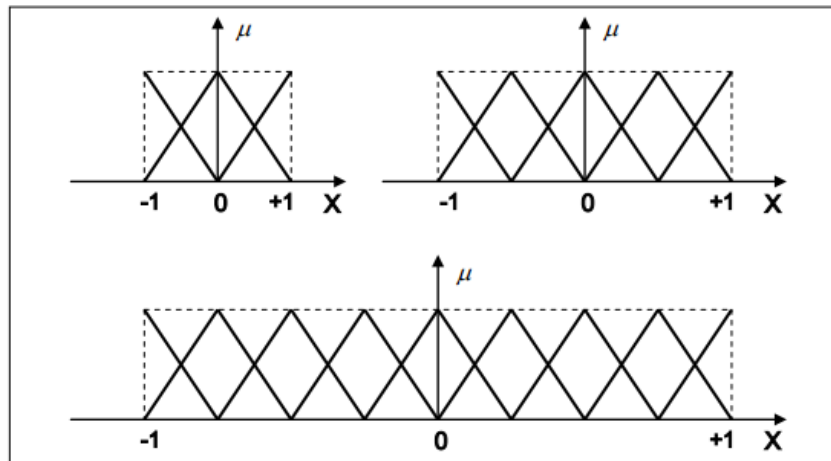
### III.4. Conception d'un contrôleur à logique floue

Les étapes de conception d'un contrôleur à logique floue sont les suivantes:

#### III.4.1. Stratégie de fuzzification

La fuzzification est fondée sur la théorie des ensembles flous et joue un rôle essentiel pour la manipulation des données dans un contrôleur flou. Elle consiste à convertir les valeurs numériques à l'entrée du contrôleur en valeurs linguistiques via des fonctions d'appartenance et ce, par une projection de ces valeurs dans l'univers de discours  $U$  en utilisant un facteur d'échelle  $k$ . On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des fonctions d'appartenance.

- **Univers de discours:** l'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.
- **Facteur d'échelle:** est le moyen de normalisation des grandeurs physiques dans une intervalle de  $[-1, +1]$ . Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de petits phénomènes transitoire, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doivent pas être dépassés



La figure (III.7) les différents ensembles flous

**III.4.2. Base de données** se de règles. La première est basée sur l'expertise humaine, la deuxième est fondée sur les actions de contrôle fournies par un opérateur, la troisième est l'utilisation du modèle flou du

- Normalisation: elle consiste à normaliser l'univers de discours  $U$  dans un intervalle bien déterminé.
- Partition floue de l'espace d'entrée et de sortie: c'est la division de l'univers de discours en plusieurs ensembles flous.

### III.4.3. Base de règles

Il existe quatre possibilités pour l'exploitation de la base de données, la quatrième et la dernière qui est la plus récente, est basée sur un algorithme d'apprentissage pour l'élaboration des règles

### III.4.4. Inférence

Il existe deux types d'inférence

- Inférence à une seule règle: c'est la comparaison de plusieurs concurrents dans une même situation et le résultat c'est le choix de l'optimum, ce type d'inférence n'est pas utilisé pour le contrôle flou.
- Inférence à plusieurs règles: dans ce type d'inférence, la prise de décision pour une ou plusieurs variables est différente pour chacune des variables, c'est l'inférence qui est utilisée dans

les problèmes de réglage et de commande par logique floue. Les variables sont, soit des variables déterministes, ou des variables floues [26]. L'exemple de réglage de température d'un locale est cité pour bien cerner ce type d'inférence

. La règle c'est la variation de la position de la valve ainsi l'objet de réglage c'est de minimiser l'écart. Pour se faire, les étapes suivantes dites règle d'inférences sont appliquées.

Si  $e > 0$  alors  $\Delta U > 0$  ou

Si  $e < 0$  alors  $\Delta U < 0$  ou

Si  $e = 0$  alors  $\Delta U = 0$

Avec  $\Delta U$  : une variable floue

$e$  : variable linguistique

#### III.4.4.1 Traitement numérique des inférences:

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 à exécuter [27].

a) Méthode d'inférence max-min

b) Méthode d'inférence max-prod

c) Méthode d'inférence somme-prod

Considérons un ensemble de deux règles définies par:

R1 : si  $x$  est A1 et  $y$  est B1, alors  $Z$  est C1 ou

R2 : si  $x$  est A2 et  $y$  est B2, alors  $Z$  est C2

##### 1) méthode d'inférence max-min

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type " Mandani " [28]. Dans ce mode de raisonnement, la ième règle aboutit à la décision de contrôle:

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM} (\alpha_i, \mu_{ei}(Z)) = \min(\alpha_i, \mu_i(ez)) , \quad (\text{III } .7)$$

$$\text{Avec : } \alpha_i = \mu_{RM} (\mu_{Ai}(Xo), \mu_{Bi}(Yo)) = \min \mu_{Ai}(Xo), \mu_{Bi}(Yo) \quad (\text{III } .8)$$

qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est

$$\mu_{Ros}(z) = [(\max \mu_{R1}(z), \mu_{R2}(z))] \quad (\text{III } .9)$$

##### 2) Méthode d'inférence max-prod

C'est la méthode appliquée au contrôleur dite de type «Larsen», cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la ième règle donne la décision[22]:

$$\mu_{Ri} = (\alpha_i, \mu_{ei}(Z)) \quad (\text{III } .10)$$

avec:

$$\alpha_i = \mu_{RM} (\mu_{Ai}(Xo), \mu_{Bi}(Yo)) = (\min \mu_{Ai}(Xo), \mu_{Bi}(Yo)) \quad (\text{III } .11)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par:

$$\mu_{\text{Ros}}(z) = [(\max \mu_{R1}(z), \mu_{R2}(z))] \quad (\text{III .12})$$

### 3) Méthode d'inférence som-prod

Cette méthode est appliquée au contrôleur dit de type «Zadeh». Elle est définie comme suit:  $\mu_{Ri} = \alpha_i \cdot \mu_{ei}(Z)$  et  $\alpha_i = \mu_{RP}(\mu_{Ai}(Xo), \mu_{Bi}(Yo)) = \mu_{Ai}(Xo) \cdot \mu_{Bi}(Yo)$  (III .13)

$$\mu_{\text{Ros}}(z) = \mathbf{1/M} = \sum_{i=1}^m \mu_{Ri} \quad (\text{III .14})$$

Avec: m nombre de règle

#### III.4.5 Stratégie de défuzzification

Pour bien définir la loi de commande, le contrôleur flou doit avoir une procédure de défuzzification jouant le rôle de la conversion de la commande floue en valeur physique pour chaque état du processus. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont [29]:

- Méthode du maximum;
- Méthode de la moyenne des maximums;
- Méthode du centre de gravité;
- Méthode des hauteurs pondérées.

##### 1) Méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est

$$(U = \text{MAX}_{z \in S}(\mu_{\text{Ros}}(z))) \quad (\text{III .15})$$

Ou S est le support de  $\mu_{\text{RoS}}$

(Dans le cas général: U est indéterminé lorsque il existe plusieurs points qui maximisent  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$ . Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums.

##### 2) Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie de défuzzification génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle ayant des fonctions d'appartenance maximales. Dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande est exprimée par:

$$U = \mathbf{1/L} = \sum_{i=1}^m Z_i \quad (\text{III .16})$$

##### 3) Méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{\text{RoS}}(Z)$ . Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse U du centre de gravité comme suite:

$$U = (\sum_{i=1}^n Z_i \cdot \mu_{\text{Ros}}(Z_i)) / (\sum_{i=1}^n \mu_{\text{Ros}}(Z_i)) \quad (\text{III .17})$$

Ou n: est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur. Par cette méthode, en aboutit à une solution unique.

#### 4) Méthode des hauteurs pondérées

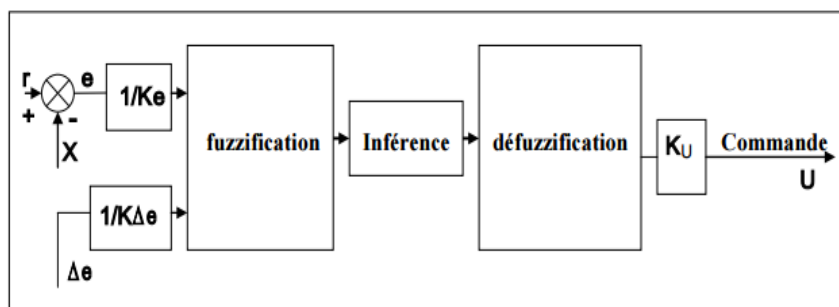
Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité \* Z de chacun des ensembles  $C_i$ .

$$U = (\sum_{i=1}^m Z_i \cdot \mu C(Z_i)) / (\sum_{i=1}^n \mu C(Z_i)) \quad (\text{III .18})$$

Ou m: est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U.

#### III.4.6 Structure du régulateur par logique floue

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur « e » et la variation de l'erreur «  $\Delta e$  » pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse, on utilisent un facteur d'échelle  $K_e$  et  $K_{\Delta e}$ ,  $K_u$ . Le domaine normalisé coïncide avec la variation maximale du signal de commande  $U_{com}$ . Pour cela en choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi-linéaire. La distribution des fonctions d'appartenance de la variable de sortie est choisie de façon à aboutir à une caractéristique non linéaire [30]. Le bloc RLF est l'organe principal du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'interface de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système. A la sortie du RLC, la variable  $X_r$  est multipliée par un facteur d'échelle  $K_u$  pour fournir la variable normalisée U de la commande. La configuration interne d'un régulateur par logique floue est donnée par la figure (III.5)



(III.8) Structure d'un régulateur à logique floue (RLF)

#### III.5 Application de la logique floue a la commande DTC

Dans cette section nous nous intéresserons à l'application de la commande par logique floue à la machine asynchrone. Le type de régulateur est synthétisé pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de Mamdani.

### a) Régulateur de type de Mamdani

En 1974, Mamdani a présenté, pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou .

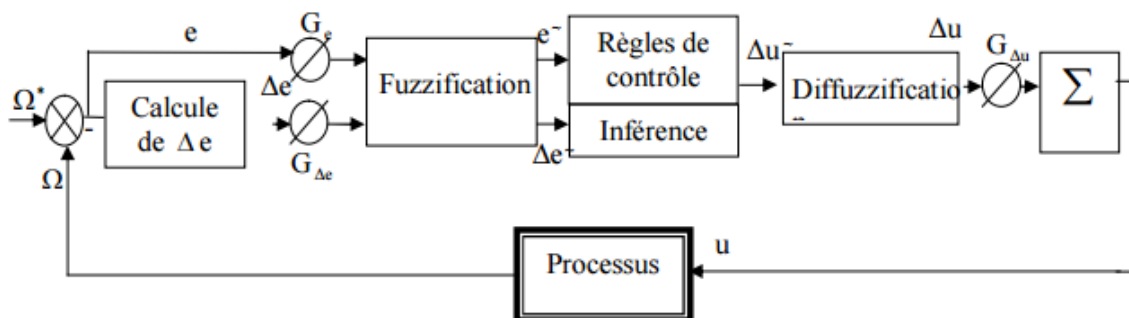
Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant de règle subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système, est facile. Macvicar et whelan ont fait une analyse sur les bases de règles de King et Mamdani et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants :

\* Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.

\* Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

### b) Synthèses du régulateur

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure suivante:



D'après ce schéma, le système est composé :

- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps(  $\Delta e$ ).
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande( $\Delta u$ ).
- Des règles du contrôleur flou.
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.
- D'un bloc sommateur.

Le succès des algorithmes flous dans les systèmes industriels complexe est au choix de méthodes relativement pratique, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes.

Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la

commande appropriée. En combinant ces règles, on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations d'intérêt [27].

Les facteurs d'échelle doivent être choisis sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé.

Dans le cas du réglage par logique floue, sont utilisées en générale des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'ils n'existent pas de règle précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données, afin de conduire à un choix convenable.

\* En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, est évité un chevauchement trop important, surtout avec  $\mu=1$  entre deux ensembles voisins.

\*Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance sont admissibles, même souhaitées, cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité (pour une forme rectangulaire sans chevauchement).

**III.5.1 Loi de commande** Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ( $u = f(e, \Delta e)$ ). par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande  $u$ . Dans les cas simple, cette variation de la forme générale de cette loi de commande est donnée par:

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_{k+1}$$

ou:  $G_{\Delta u}$  :gain associé à la commande  $u_{k+1}$  ;  $\Delta u_k$  :variation de la commande.

L'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$  sont normalisées comme suit:

$$\begin{cases} X_e = G_e e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \Delta e \end{cases}$$

ou:  $G_{\Delta e}$   $G_e$  et représentent les facteurs d'échelle (normalisation), on fait varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on ait trouvé un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet se sont ces dernières qui fixeront les performances de la commande.

### III.6 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse

Le choix des variables d'entrée et de sortie est la première étape à mener pour la conception d'un contrôleur flou. Les étapes suivantes: la normalisation de ces variables dans un

domaine bien défini, la fuzzification, l'inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

### III.6.1 Le choix des variables d'entrées et de sorties

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entées l'erreur "e" qui est la différence entre la vitesse de référence  $\ast\Omega$  imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine. L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente  $\Delta e = e - e .$  Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence  $\ast C$  est choisie.

### III.6.2 Normalisation des variables d'entrées et de sorties

La normalisation se fait par une division des variables e,  $\Delta e$  et le variable de commande U respectivement par les coefficient  $k_e$ ,  $k_{\Delta e}$  et  $k_u$  de telle sorte qu'elles évoluent dans le domaine [-250 250] pour toutes les variables de la vitesse, et dans le domaine [-1000 1000] pour toutes les variables du couple, et dans le domaine [-1.3 1.3] pour toutes les variables du flux.

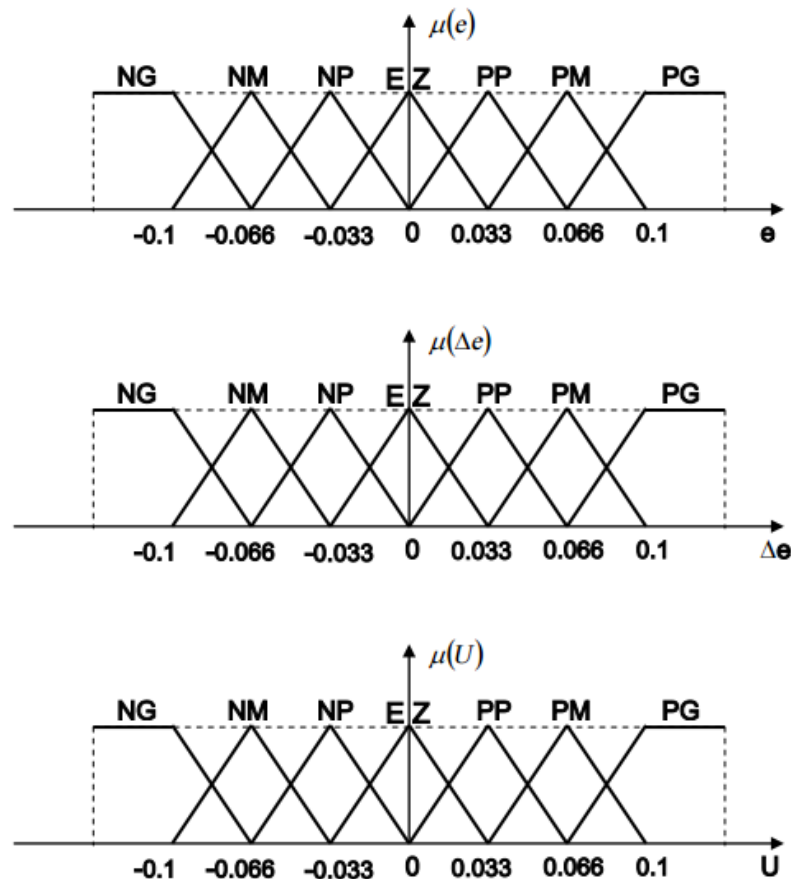
### III.6.3 Interface de fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur. L'intervalle de l'univers de discours est choisi entre [-0.1 0.1], pour toutes les variables et pour toutes les régulations.

D'autre part la fuzzification consiste à choisi la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le même effet de réglage dans les sens de rotation, les - fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement noté:

NG: Négatif Grand; NM: Négatif Moyen; NP: Négatif Petit; EZ: Environ Zéro; PP: Positif Petit; PM: Positif Moyen; PG: Positif Grand.

.La représentation de ces ensembles flous est donnée par La figure (III.9)



(Figure III.9) La représentation de ces ensembles flous

### III.6.4 Inférence:

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humaine en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type:

Si  $e$  est  $x_1$  Et  $\Delta e$  est  $x_2$  ALORS  $U$  est  $x_3$

Le nombre des ensembles flous pour  $e$  et  $\Delta e$  est sept donc il faut  $7 \times 7 = 49$  règles d'inférence. Sachant qu'il n'existe pas un loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

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

### III.6.5. Traitement numérique de l'inférence

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 maximum. La méthode retenue sera la méthode min/max.

$\Delta e / e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NP	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

(Tableau III.1): Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

### III.6.6 Déffuzzification

La déffuzzification consiste à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique. Pour notre cas d'étude nous avons utilisées la méthode du centre de gravité pour la déffuzzification

#### III.6.6.1 Déffuzzification par centre de gravité

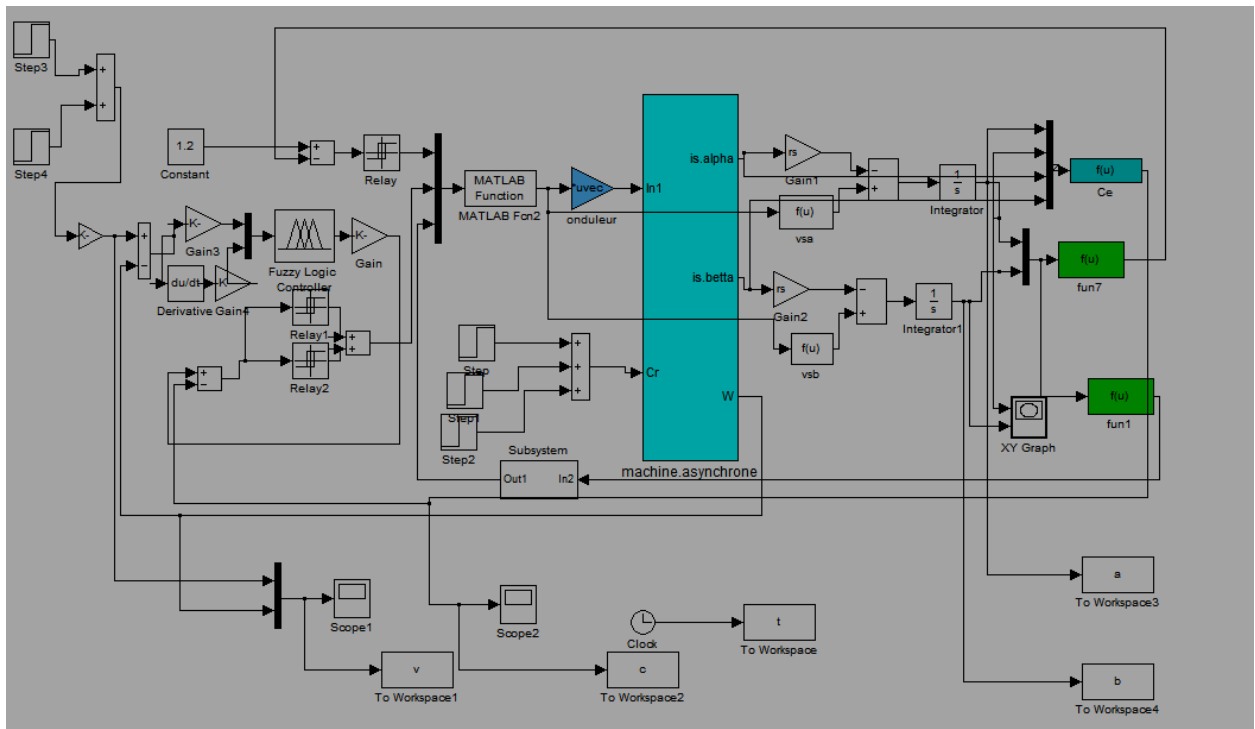
Cette méthode la plus utilisée pour la déffuzzification ,elle consiste en la détermination du centre de gravité à la fonction d'appartenance

### III.7 Réglage de la vitesse

Le contrôleur flou reçoit en entrée l'erreur de vitesse et de sa variation, le contrôleur flou calcul la valeur flou de la commande, c'est l'inférence. Il suffit en suite de convertir cette valeur flou en une valeur numérique c'est la déffuzzification.

### III.8. Simulation, analyse.et interprétation des résultats

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone .



(Figure III.9) schéma de simulation

- Commande avec boucle de vitesse
- Inversion du sens de rotation.
- Réponse à basse vitesse.

### III.8.1. Résultats de simulation

Afin d'illustrer les améliorations qu'offre un régulateur RLF flou par rapport à un PI classique aux performances statiques et dynamiques de la commande de la machine asynchrone avec DTC, on a mené une étude de simulation aux mêmes conditions de tests à savoir les trois régimes transitoires : un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge et une inversion du sens de rotation de la vitesse.

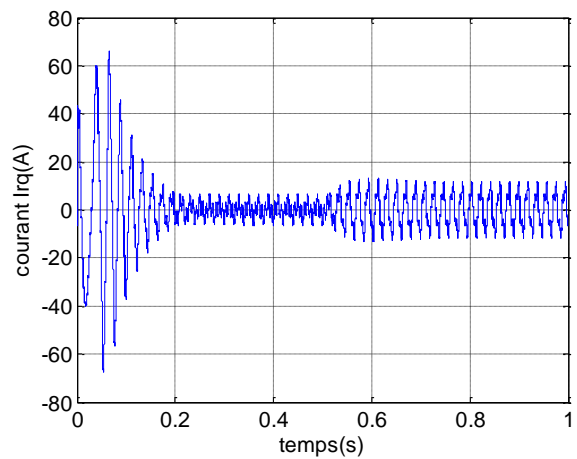
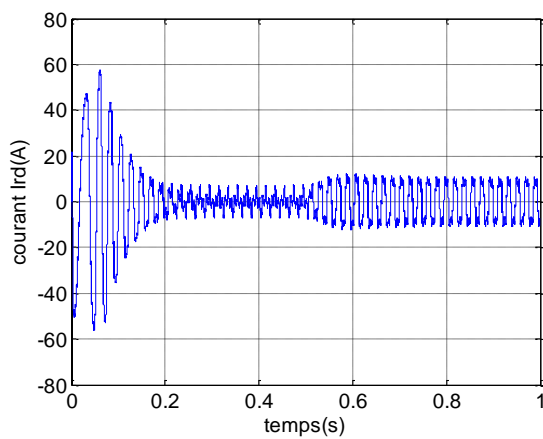
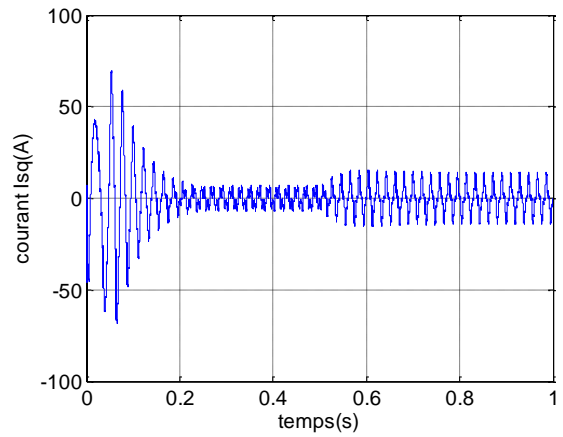
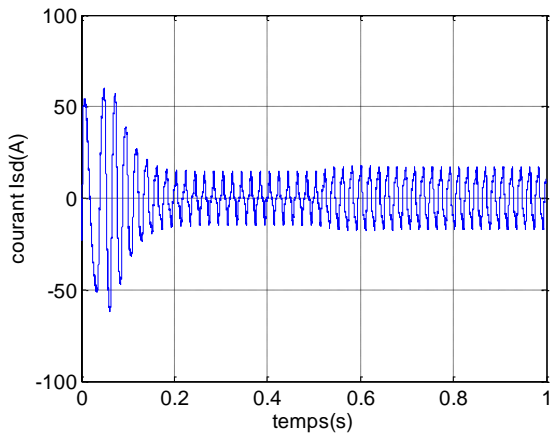
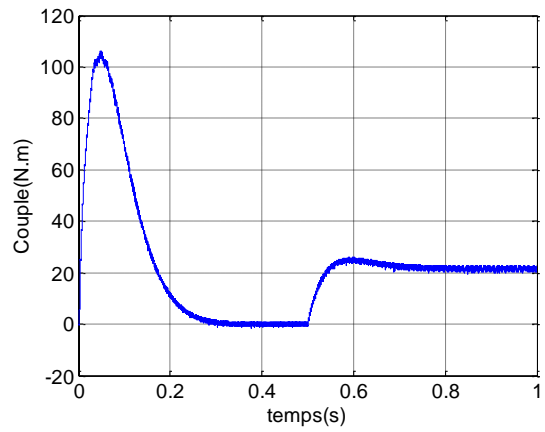
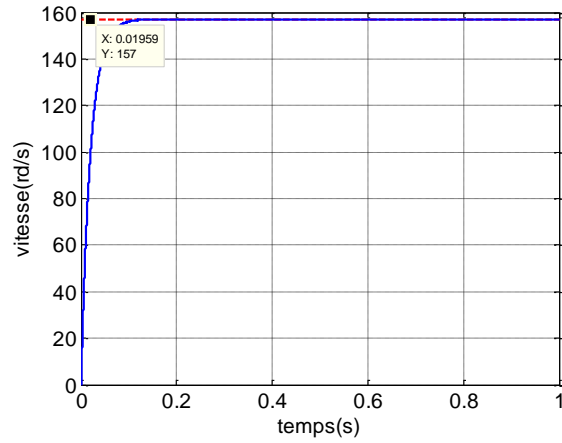
Ces performances ont été établies à partir d'un choix adéquat des valeurs des gains du régulateur flou.

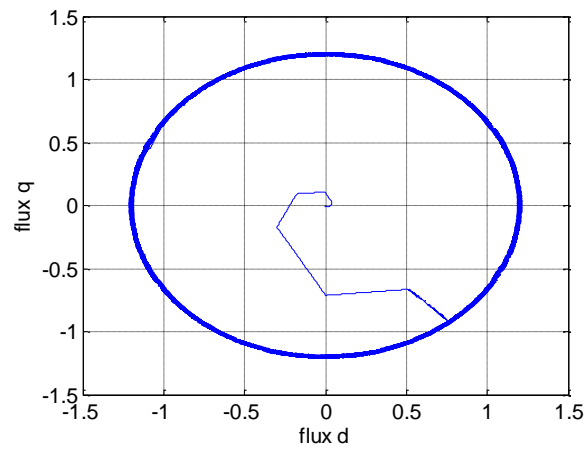
#### III.8.2.2 Introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse du réglage de la machine asynchrone par un RLF flou, on a introduit un couple de charge de 20N.m à l'instant  $t=0.5s$  et pour examiner davantage ce test on a utilisé un échelon de consigne de 20N.m à  $t=0.5s$ , voir la (figures III.10).

On constate que la vitesse atteint sa référence  $ref \omega = 157rad/s$  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 rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution

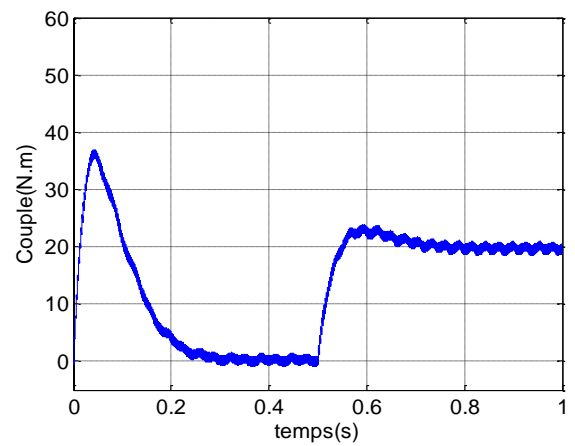
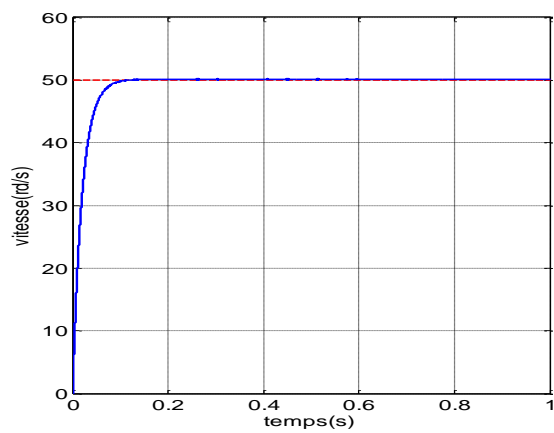
remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

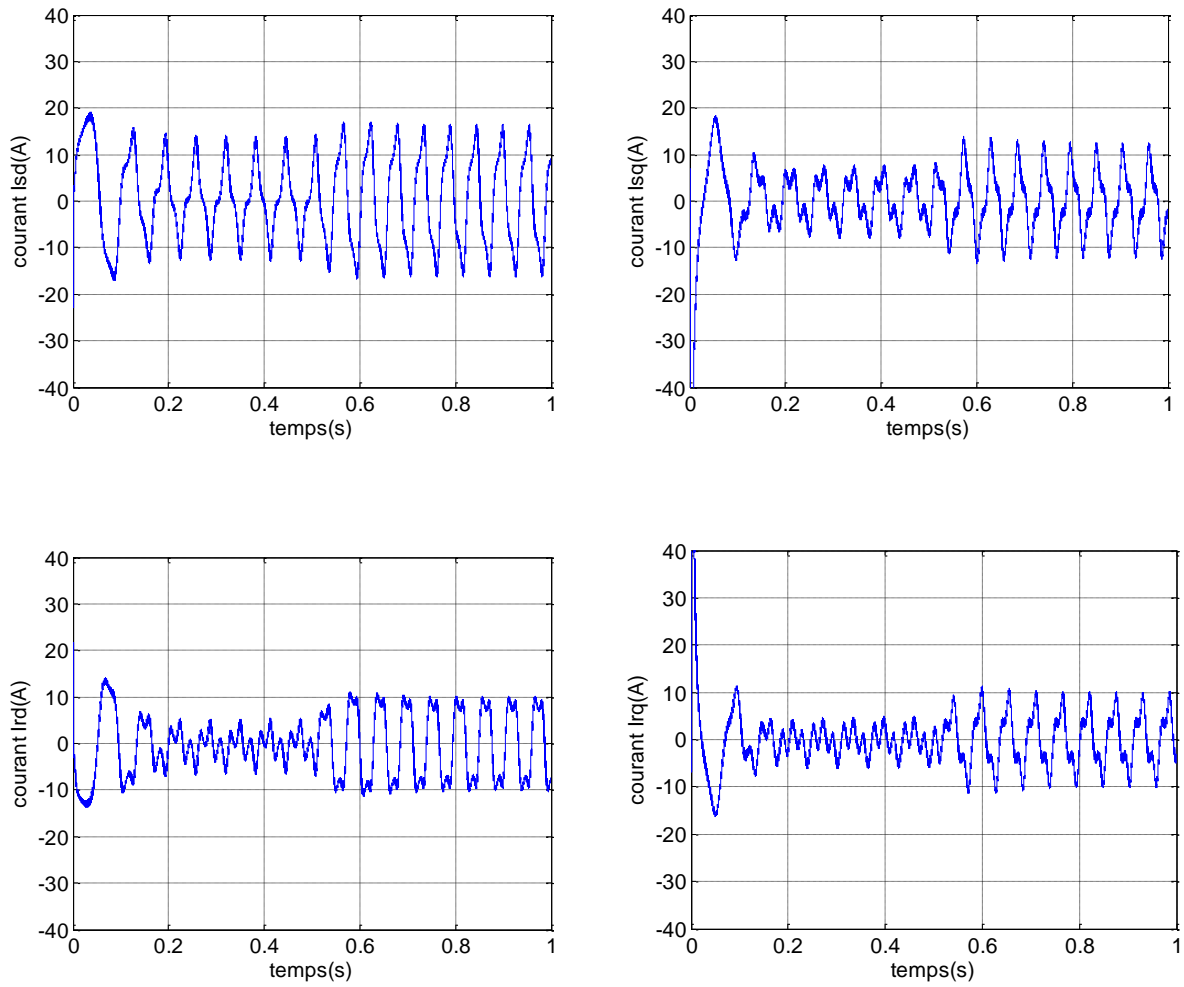




Figure(III.10) Résultats de simulation avec boucle de vitesse

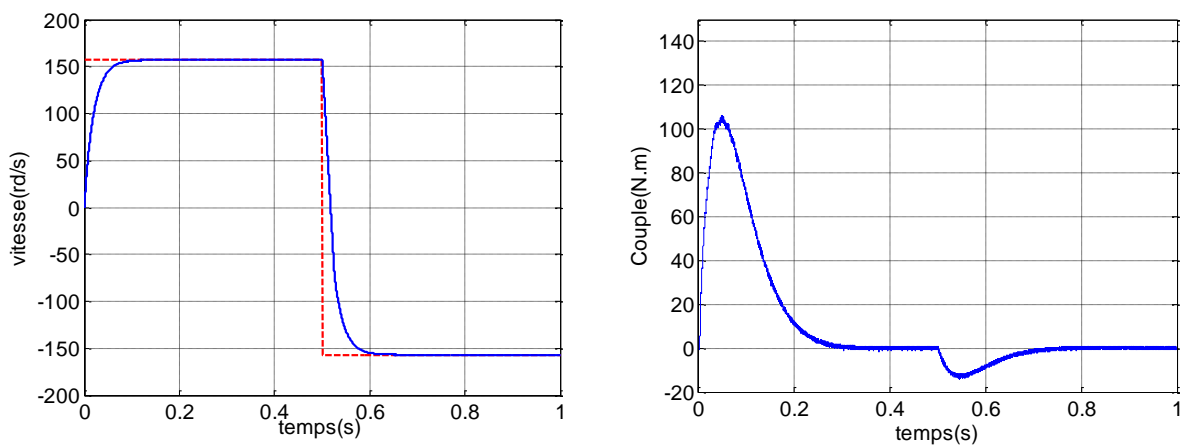
### III.8.2 Teste de la DTC à base vitesse





Figure(III.11) Résultats de simulation avec teste de basse vitesse

### III.8.3. Inversion du sens de rotation de la vitesse



Figure(III.12) Résultats de simulation avec inversion du sens de rotation de la vitesse

La (figure III.12) illustre clairement la robustesse du régulateur RLF flou plus particulièrement pour la réponse de vitesse vis-à-vis d'une inversion importante de la référence de celle-ci de 157rad/s à -157rad/s. cependant le couple électromagnétique marque un pic au démarrage et un autre inverse à l'instant du changement du sens de rotation de la vitesse mais le temps du freinage au démarrage dans le sens inverse se déroule en un temps court relativement à celui obtenu par un PI classique voir la (figure III.12).les allures des courants et du flux statorique présentent de légères ondulations à l'instant d'inversion du sens de rotation de la vitesse .

### III.9. Interprétation des résultats

La période d'échantillonnage du système est  $T_e$  égale à  $100\mu s$  et une perturbation  $C_r$  qui évolue avec la charge. et une réduction en termes d'harmonique avec l'approche floue (DTC-Floue).

On peut bien remarquer la robustesse de la DTC, et la réduction apparente des ondulations apportée du couple et illustrer par les figures (III.10), sur les mêmes figures le courant est moins ondulé et plus proche de la sinusoïde ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. La trajectoire du flux est d'une allure circulaire par rapport à l'alimentation avec un onduleur à deux niveaux.

Enfin, les réponses du couple électromagnétique et du courant statorique pour diverse références et ce pour les deux types d'onduleurs, ont été relevées sur les figures (III.10).

On peut montrer les bonnes performances obtenues, la dynamique du couple est très forte et le temps de réponse est très court, on peut également observer l'établissement rapide durant la phase de transition du courant ces résultats présentent une réduction d'harmonique de toutes les grandeurs par rapport à la DTC classique. Enfin, on constate une réduction des fluctuations du couple électromagnétique, en comparant les résultats obtenus dans ce chapitre par rapport à ceux de la DTC classique (chapitre précédent), et ce avec l'augmentation de niveaux de tension et l'application du sélecteur floue.

### III.10.conclusion

La simulation montre de meilleures performances que celles obtenues par la commande directe du couple classique, une dynamique de réponse en couple avec un régime transitoire très rapide. Le flux statorique présente une très bonne réponse

# *Annexes*

---

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une de commande numérique. Nous avons élaboré une stratégie de contrôle de la vitesse, le couple et le flux, de la machine asynchrone basée la DTC et sur la logique floue. L'alimentation de cette machine est assurée par un onduleur de tension triphasé.

Dans la première chapitre de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Pour cela, nous avons utilisé de méthode de modélisation: l'application directe de la transformation de Park

Dans la deuxième chapitre, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple La commande directe du couple (DTC) a montré une plus grande simplicité et robustesse contre les variations paramétriques; les principes de cette stratégie ont été présentés d' une manière détaillée, avec explication du principe de réglage du flux et du couple électromagnétique.

Dans la troisième chapitre nous avons développer un techniques intelligente pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple, nous nous sommes particulièrement intéressés à la commande floue de la vitesse de la machine, ce méthode consiste à remplacer les régulateur classique PI par un régulateur intelligente de type flou. Pour une régulation de vitesse de la MAS on a utilisé un régulateurs flou de type Mamdani, Des tests de simulation numérique, ont été réalisés pour valider la faisabilité de la technique utilisée.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base de connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système, les techniques d'alimentation, la commande et le réglage de la vitesse de la machine asynchrone.

*Références*  
*Bibliographiques*

---

## Paramètres de la machine asynchrone

Puissance nominale: 4 kWh

Tension nominale : 220/380 V

Fréquence d'alimentation: 50 Hz

Nombre de paires de pôles: 2 Pole

Vitesse nominale: 1500 tr/min

Couple résistant: 20 N.m

Résistance statorique: 1.2  $\Omega$

Résistance rotorique: 1.8  $\Omega$

Inductance statorique: 0.022H

Inductance rotorique: 0.006 H

Inertie du moteur: 0.070 Kg.m<sup>2</sup>

Inductance mutuelle: 0.3672 H

Coefficient de frottement: 0 SI

Courant nominal=6.5A

Moment d'inertie=0.662

## Bibliographique

- [BOU08a] A.Bouzida .diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la technique des ondlettees. Thèse de Magister .Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Algérie 2008
- [1] Gilles Zwingelstein, “ Diagnostic des défaillances : théorie pratique pour les systèmes industriels.”, Edition Hermès..
- [2] D. Gaetan et R. hubert,“ Sur la détection d'un défaut au rotor des moteurs asynchrones.” Article, GREEN-UHP faculté des sciences, décembre 2001.
- [3].J.P.Caron-J.P.Hautier,“Modélisation et commande de la machine asynchrone.”, Edition technique1995
- [4] A. Boughaba, “ Contribution à l'étude du contrôle d'une machine à induction :analyse d'algorithme de la commande vectorielle.”, thèse de magister, Université de Batna, 1998.
- [5] D.Aguglia, " Identifications des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle " *Mémoire de maîtrise, Université Laval Québec, Canada, Décembre 2004*
- [6] Takahashi, I. Ohmori, Y., “ High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor ”, Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264
- [7] O. Fadli, " Modélisation et Commande Non Linéaire de l'Association: Machine synchrone a Aimants Permanents – Onduleur de Tension à Trois Niveaux ", *Thèse de Magister, Université de Batna, 2006.*
- [10] Toshihiko. Noguchi, “ Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control’ ’ , IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997
- [11] M. Depenbrock, “ Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N°. 2, October 1988
- [12] Y. A Chapuis, “ Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique”, Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [14] Buja, G.; Casadei, D.; Serra, G., “ Direct torque control of induction motor drives”, Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, 7-11 Jul 1997 Page(S):Tu2 - Tu8 Vol.1
- [15] Rachid, D; Othman, H.; Faouzi, B.,“ A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor”, Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, Issue , 6-9 oct. 2002 page(s): 6 pp. vol.5
- [16] Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, “ Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004

- [17] Hoang Le-Huy, "Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives", Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. of the IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(s):1245 - 1252 vol.2
- [19] Aneur Aissa, "Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Modes Glissants", Thèse Magister /2005 université Batn
- [20] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines" ' ' Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 .
- [21] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [22] H. Buhler, " Réglage par Logique Floue ", Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [23] K. Derafa « Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel. Application : Asservissement de position d'une antenne radar ». Thèse de magister- Farhet Abbes, Sétif 2000
- [24] Earl Cox, " Fuzzy Fundamentals ", IEEE Spectrum, pp 58-61 octobre 1992.
- [25] A. Rahal- M. Fedjiri « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone » PFE Université M'sila, M'sila 2004.
- [26] A. Boudjelal- E. Cheraga « Commande par la logique floue d'un processeur en utilisant la carte (pcL818.L) ». PFE- Université Farhet Abbes, Setif 2001.
- [27] R. Lalalou « Commande par la logique floue d'une machine asynchrone » Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba 2001.
- [28] O. Landolt, P. Marchal et E. Vittoz, " Processeurs Flous ", Eisi-Micro Swiss, Semaine d'Enseignement Spécifique, Exposé on St-Imier, Décembre 2000.
- [29] L. Bagli, " Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", Thèse de Doctorat, Université Nancy-I, Janvier 1999.
- [30] K. Chaiche, M. Ben Halis, " Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone ", *Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila Juin 2003.*