

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/265087970>

# Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue

Thesis · June 2014

CITATIONS

0

READS

21,701

1 author:



Zoheir TIR

El-Oued University

58 PUBLICATIONS 153 CITATIONS

SEE PROFILE

Some of the authors of this publication are also working on these related projects:



Observers for a Global Approach to Control and Diagnosis of Electric Drive Systems [View project](#)



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



Université d'EL-Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Sciences et de la Technologie

Filière: Génie Électrique

Spécialité: Commande Électrique

**Thème**

Commande d'un Moteur Asynchrone par  
Logique Floue

**Dirigé par:**

TIR Zoheir

**Réalisé par:**

CHEKIMA Djamel

**Soutenu 23-24 Juin 2014**

---

Avant tout je tiens à remercier Dieu tout puissant qui m'a  
donné la faculté d'atteindre ce niveau.

Mes vifs remerciements s'adressent à mon aimable  
encadreur Monsieur Tir Zohier Enseignant à l'université  
d'Eloued qui, par son expérience et son efficacité n'a ménagé  
aucun effort pour mener à bien ce travail.

Mes remerciements s'adressent également à tous les  
enseignants et camarades du département d'électrotechnique  
qui ont assisté ma formation.

D. Chekima

Introduction Généralité .....	- 1 -
-------------------------------	-------

# Chapitre I

## Modélisation du Moteur Asynchrone

I.1. Introduction [1]: .....	- 3 -
I.2. Constitution de la machine asynchrone: .....	- 3 -
I.2.1. Le stator: .....	- 3 -
I.2.2. Le rotor: .....	- 3 -
I.2.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone: .....	- 4 -
I.2.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone: .....	- 4 -
I.3. Mise en équation de la machine asynchrone: .....	- 5 -
I.3.1. Hypothèses simplificatrices: .....	- 5 -
I.3.2. Conventions: .....	- 5 -
I.3.3. Equations aux tensions: .....	- 5 -
I.3.4. Equations mécaniques: .....	- 6 -
I.4. Modèle de Park du moteur asynchrone: .....	- 6 -
I.4.1. Transformation de PARK: .....	- 7 -
I.4.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone: .....	- 8 -
I.4.2.1. Equations des tensions: .....	- 8 -
I.4.2.2. Equations du flux: .....	- 8 -
I.5. Choix du référentiel : .....	- 8 -
I.6. Mise sous forme d'équation d'état: .....	- 9 -
I.7. Modélisation et simulation de l'alimentation de la machine: .....	- 10 -
I.7.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes: .....	- 10 -
I.7.2. Modélisation de l'onduleur : .....	- 11 -
I.7.3.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé .....	- 12 -
I.7.3.2. Onduleur de tension MLI à hystérésis .....	- 14 -
I.7.3.2.1 Principe .....	- 14 -
I.8. Simulation et interprétations: .....	- 16 -
I.8.1 simulation de la MAS sans onduleur .....	- 16 -
I.8.2 simulation de la MAS alimenté par onduleur .....	- 17 -
<b>I.9. Conclusion :</b> .....	- 19 -

# Chapitre II

## Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone

<b>II.1 Introduction:</b> .....	- 21 -
<b>II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):</b> .....	- 21 -
<b>II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:</b> .....	- 22 -
<b>II.4.Types de la commande vectorielle:</b> .....	- 25 -
II.4.1.Commande vectorielle directe: .....	- 25 -
II.4.2 Commande vectorielle indirecte: .....	- 25 -
<b>II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:</b> .....	- 26 -
II.5.1 Description: .....	- 26 -
II.5.2 Système d'équations liées au flux rotorique .....	- 26 -
II.5.3 Découplage entré-sortie:.....	- 27 -
II.5.3.1 Découplage par compensation:.....	- 27 -
II.5.4 Bloc de défluxage: .....	- 28 -
II.5.5 Principe de fonctionnement: .....	- 29 -
II.5.6 Régulation:.....	- 29 -
II.5.6.1 Conception des régulateurs:.....	- 30 -
II.5.6.1.1 Action proportionnelle:.....	- 30 -
II.5.6.1.2 Action intégrale: .....	- 30 -
II.5.6.2 Caractéristiques des régulateurs: .....	- 30 -
II.6 Calcul des régulateurs : .....	- 31 -
II.6.1 Régulation de courant statorique <b>isd</b> : .....	- 31 -
II.6.2 Régulation de courant statorique <b>isq</b> .....	- 32 -
II.6.3 Régulation de la vitesse .....	- 32 -
Ce .....	- 32 -
II. 7 Simulation numérique: .....	- 33 -
II.8 Présentation des résultants de simulation: .....	- 33 -
II.8.1 Simulation avec variation de la vitesse : .....	- 34 -
II. 8 .2 Simulations avec l'inversion de vitesse:.....	- 34 -
II. 8 .3 Simulation avec variation de la charge:.....	- 35 -
II.8.4 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique: .....	- 37 -
II.9 Conclusion:.....	- 38 -

# Chapitre III

## Commande par Logique Floue d'un Moteur Asynchrone

III.1 Introduction :	- 39 -
III.1.1 Ensembles flous:	- 39 -
III.1.2 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance:	- 40 -
III.1.3 Opérateurs de la logique floue:	- 41 -
III.1.4 Raisonnement floue:	- 43 -
III.1.4.1 Implication floue	- 43 -
III.1.4.2 Modus ponens généralisé (MPG)	- 44 -
III.2 Réglage et commande par logique floue:	- 45 -
III.2.1 Structure d'une commande par logique floue	- 45 -
III.2.1.1 L'interface de fuzzification:	- 45 -
III.2.1.2 Base de règles:	- 46 -
III.2.1.3 Moteur d'inférence:	- 46 -
III.2.1.4 Interface de défuzzification	- 48 -
III.3 Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS:	- 49 -
III.3.1 Conception d'un RLF:	- 49 -
III.3.2 Développement d'un régulateur floue:	- 50 -
III.3.2.1 Etape du fuzzification	- 52 -
III.3.2.2 Etape d'établissement des règles d'inférence:	- 53 -
III.3.2.3 Défuzzification:	- 55 -
III.4 Résultats de simulation et évaluation:	- 55 -
III.4.1 Test d'un démarrage avec variation de la charge:	- 56 -
III.4.2 Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse:	- 57 -
III.4.3 Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge:	- 58 -
III.4.4 Test de robustesse pour la variation de la paramétriques:	- 59 -
III.5 Conclusion:	- 60 -
Conclusion générale	- 61 -

Fig. I- 1: Représentation électrique de la machine asynchrone.....	- 4 -
Fig. I- 2: Principe de fonctionnement de la machine asynchrone .....	- 4 -
Fig. I- 3 : Représentation des axes de la machine. ....	- 5 -
Fig. I- 4 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park .....	- 7 -
Fig. I- 5 : Onduleur de tension – MAS.....	- 10 -
Fig. I- 6 : Représentation de la redresseuse triphasée double alternance.....	- 11 -
Fig. I- 7 : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux .....	- 12 -
Fig. I- 8 : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux .....	- 13 -
Fig. I- 9 : Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse. ....	- 15 -
Fig. I- 10 : Schéma de simulation MLI à hystérésis (commande en courant).....	- 15 -
Fig. I- 11: Schéma bloc simulink de la machine asynchrone.....	- 16 -
Fig. I- 12 : Simulation numérique d'un démarrage direct de la machine asynchrone alimentée en tension avec introduction d'une charge de 25 N.m à t=0.5s. ....	- 17 -
Fig. I- 13 :Schéma de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis (commande en courant).....	- 17 -
Fig. I- 14 : Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis (commande en courant) de repère $(\alpha, \beta)$ . ....	- 18 -
Fig. II- 1 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	- 21 -
Fig. II- 2 : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.....	- 24 -
Fig. II- 3 : structure de la commande par orientation du flux rotorique.....	- 27 -
Fig. II- 4 : Reconstitution des tensions $V_{sd}$ et $V_{sq}$ .....	- 28 -
Fig. II- 5 : commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie.....	- 28 -
Fig. II- 6 : Bloc dé fluxage .....	- 29 -
Fig. II- 7 : schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	- 29 -
Fig. II- 8 : Représentation de la commande par PI.....	- 30 -
Fig. II- 9: Schéma bloc de la régulation du courant statorique <b>isd</b> .....	- 31 -
Fig. II- 10 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique <b>isq</b> .....	- 32 -
Fig. II- 11 Schéma bloc de régulation de vitesse .....	- 32 -
Fig. II- 12 : Schéma d'un commande vectorielle direct du flux d'une MAS alimenté en tension..	- 33 -
-	
Fig. II- 13 Simulation avec variation de vitesse.....	- 34 -
Fig. II- 14 : Simulations avec l'inversion de vitesse .....	- 35 -
Fig. II- 15 : Simulation avec variation de la charge .....	- 36 -
Fig. III- 1 : Classification des ensembles flous	- 39 -
Fig. III- 2 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance [17] .....	- 40 -
Fig. III- 3 : Opérateur <i>NON</i> .....	- 42 -
Fig. III- 4 : Opérateur <i>ET et OU</i> .....	- 43 -
Fig. III- 5 : Structure d'un contrôleur flou .....	- 45 -
Fig. III- 6 : Etapes principales lors de la conception d'un FLC .....	- 50 -
Fig. III- 7 : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse.....	- 51 -
Fig. III- 8 : Les fonctions d'appartenance .....	- 53 -
Fig. III- 9 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MAS linéarisante .....	- 56 -
Fig. III- 10:Test un démarrage avec variation de la charge. ....	- 57 -
Fig. III- 11: Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse.....	- 58 -
Fig. III- 12 :Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge .....	- 59 -
Fig. III- 13:Test de robustesse pour la variation de la paramétriques .....	- 60 -

Tab. I-1 : les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.....	- 4 -
Tab. III- 1 : Matrice d'inférences complètes.....	- 47 -
Tab. III- 2: Table de règles pour le RLF de vitesse.....	- 54 -
Tab. III- 3 : les décision floue (inférence) cinq ensembles .....	- 54 -
Tab. III- 4 : Tableau de décision floue (inférence) trois ensembles.....	- 55 -

$s, r$  : Indices respectifs du stator et du rotor.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$R_s, L_s$  : Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.

$R_r, L_r$  : Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.

$L_m$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

CV-OF: Commande vectorielle par orientation du flux

$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  : Tensions d'alimentation respectivement des phases  $a_s, b_s, c_s$ .

$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$  : Courants statoriques respectivement des phases  $a_s, b_s, c_s$ .

$I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$  : Courants rotoriques respectivement des phases  $a_r, b_r, c_r$ .

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$  : Flux statoriques.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$  : Flux rotoriques.

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation.

$\theta$  : Angle électrique entre  $a_s$  et  $a_r$ .

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

$K_f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$d-q$  : axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

$\omega_s, \omega$  : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.

$\omega_{gl}$  : Glissement de vitesse angulaire électrique.

$T_r, T_s$  : Constantes de temps statorique et rotorique.

RLF : régulateur par logique flou

## **Introduction Généralité**

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapides des semi-conducteurs ont permis durant ces trions derniers décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que la robotique et le véhicule. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc..... Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs cités plus hauts, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe.

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose a la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire a sa simplicité structurelle, ce qui conduit a une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle.

Dans les années 70, la commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du startor.

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux .son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir a des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux .ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.

## **II - objectif du mémoire**

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une MAS associée à une introduction à la logique floue

## **III - structure du mémoire**

**Ce mémoire est organisé de la manière suivante :**

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande. en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.

Le troisième chapitre est nous allons commencer par une introduction à la logique floue. Les principes de base de la commande et le réglage par logique floue sont ensuite étudiés. La commande par logique floue est finalement appliquée pour concevoir un régulateur de vitesse.

On terminera par conclusion générale et des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

---

# **Chapitre I**

## **Modélisation du Moteur Asynchrone**

---

**I.1. Introduction [1]:**

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé, sa transformation dans le système diphasé et la modélisation de son alimentation. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation du moteur asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé via un convertisseur.

**I.2. Constitution de la machine asynchrone:**

Le moteur asynchrone représentée ci-dessous (voir la Fig-I-1) est constituée par :

**I.2.1. Le stator:**

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur synchrone (MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.

**I.2.2. Le rotor:**

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS, bobinage triphasé décalés de  $2\pi/3$  à même nombre de pôles que celle du stator du MS. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

---

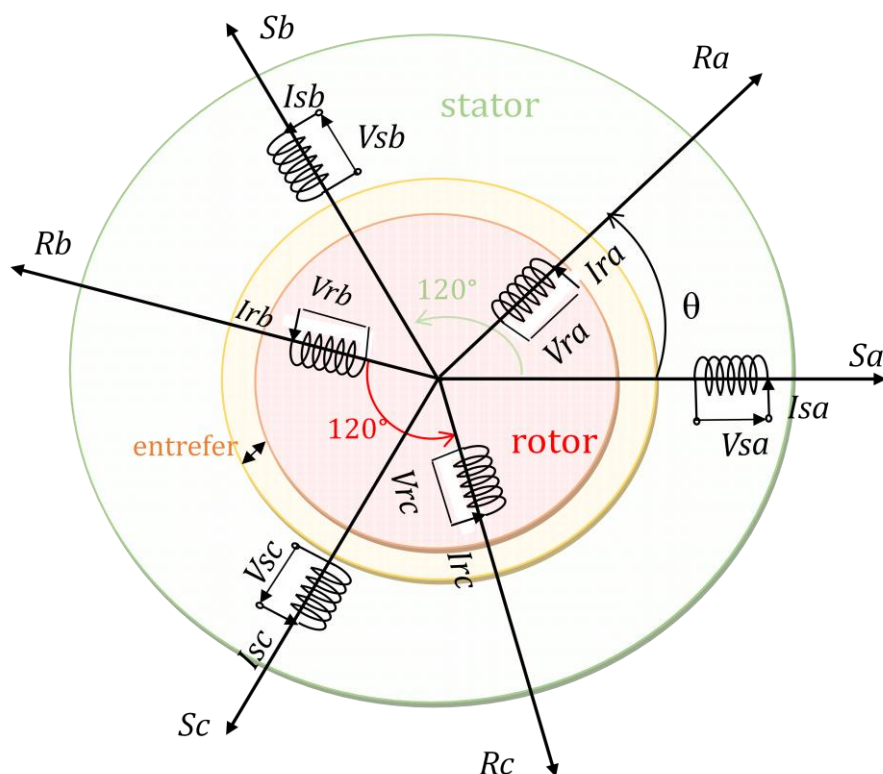


Fig. I- 1: Représentation électrique de la machine asynchrone

### I.2.3. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone:

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique  $\vec{B}$ . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I. C'est une grandeur vectorielle.

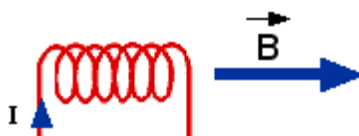


Fig. I- 2: Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

### I.2.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone:

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Structure simple.</li> <li>✓ robuste et facile à construire.</li> <li>✓ coût réduit.</li> <li>✓ absence d'un système bagues balais</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Non découplage naturel.</li> <li>✓ Non linéarités.</li> </ul>

Tab. I-1 : les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.

### I.3. Mise en équation de la machine asynchrone:

#### I.3.1. Hypothèses simplificatrices:

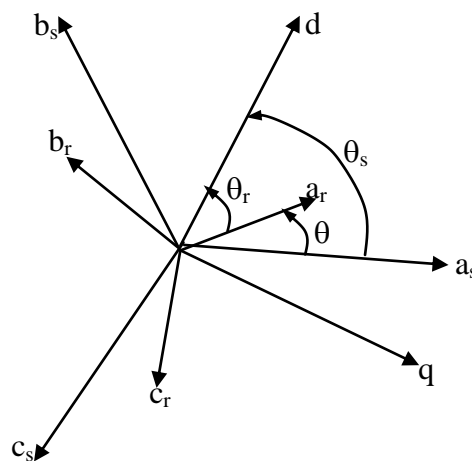
Les hypothèses couramment posées sont :

- Pas de saturation du circuit magnétique,
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- Pas de phénomène d'effet de peau,
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

De plus, on considérera que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

#### I.3.2. Conventions:

Le moteur est représenté par trois phases statoriques  $a_s, b_s, c_s$  et trois phases rotoriques  $a_r, b_r, c_r$ . (Fig-I-3).



**Fig. I- 3 :** Représentation des axes de la machine.

$\theta_s$  : angle électrique stator/référentiel ( $d, q$ ).

$$\theta_r = \theta_s - \theta.$$

$$\omega = p \Omega = \frac{d\theta}{dt}.$$

#### I.3.3. Equations aux tensions:

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}}_{[L_{ss}]} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \underbrace{M}_{[M_{sr}]} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}}_{[L_{rr}]} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \underbrace{M}_{[M_{rs}]} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

D'où :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]) \\ [0] &= R_r [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s]) \end{aligned} \quad (I.5)$$

### I.3.4. Equations mécaniques:

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

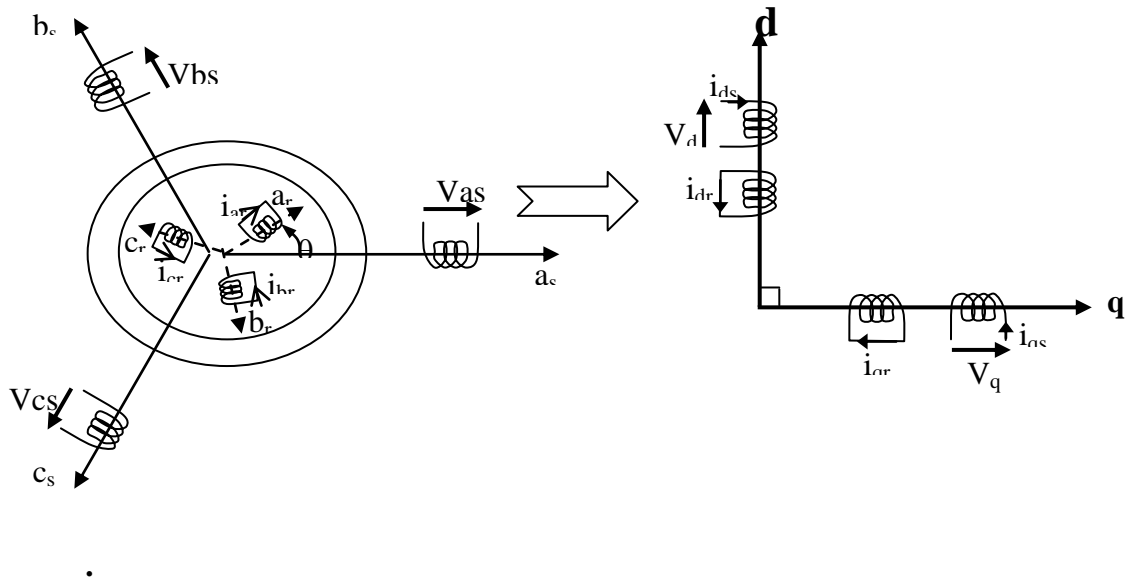
$$\begin{cases} C_e = p [I_s]^T [M_{sr}] [I_r] \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I.6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (angle de rotation de la machine) [2].

### I.4. Modèle de Park du moteur asynchrone:

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent

maintenant de la réaliser en temps réel.



**Fig. I- 4 :** Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

#### I.4.1. Transformation de PARK:

Soit  $[V_s]$  le vecteur tension appliqué aux 3 phases statoriques de la machine.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphasée- d-q) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

La matrice de changement de base est  $[P(\theta)]$  définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice de changement de base  $[P(\theta)]$  étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I.8)$$

#### I.4.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone:

##### I.4.2.1. Equations des tensions:

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p = d\theta_p/dt$ , les équations (I.1) et (I.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec :  $\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$  et  $\omega = \frac{d}{dt} \theta$

##### I.4.2.2. Equations du flux:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.10)$$

#### I.5. Choix du référentiel :

- Référentiel lié au stator : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega$$

- Référentiel lié au rotor : dans ce repère  $\theta_p = \theta$ , donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_s = \omega$$

- Référentiel lié au champ tournant : dans ce cas la vitesse  $\omega_p$  est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme  $\omega_s$ ), les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.11)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \\ \phi_{dm} = M \cdot (I_{ds} + I_{dr}) \\ \phi_{qm} = M \cdot (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I.12)$$

### I.6. Mise sous forme d'équation d'état:

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I.11) et (I.12), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X » tel que :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega]^T$$

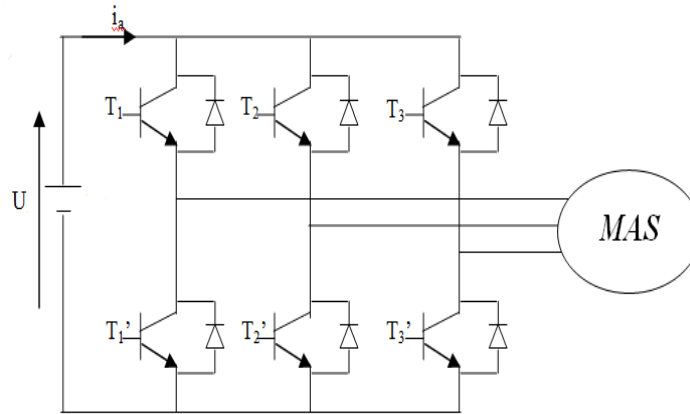
On aura ainsi le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_s} \varphi_{qr} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_s \frac{M}{L_s} \varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega \end{array} \right. \quad (I.13)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s T_r}$  ;  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  ;  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$  .

### I.7. Modélisation et simulation de l'alimentation de la machine:

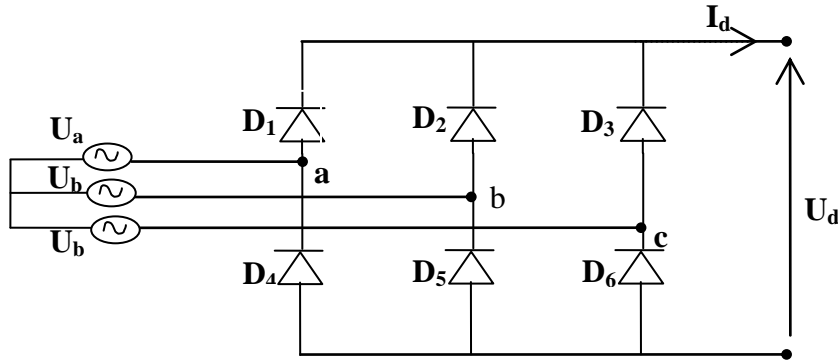
Nous présentons la modélisation de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone qui est composé d'un onduleur de tension, contrôlé par la technique de modulation à largeur d'impulsion vectorielle (MLI à hystérésis), et d'un redresseur à diodes alimentant cet onduleur. Un filtre passe-bas a été introduit afin de filtrer la tension redressée et réduire les ondulations du courant d'entrée (Fig-I-5).



**Fig. I- 5 : Onduleur de tension – MAS.**

#### I.7.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes:

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la fig. (I-6).



**Fig. I- 6 :** Représentation de la redresseuse triphasée double alternance.

Ce redresseur comporte trois diodes ( $D_1, D_2, D_3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$  et trois diodes ( $D_4, D_5, D_6$ ) à anode commune assurant le retour du courant  $I_d$ .

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit:

$$U_{rd}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{I.15})$$

### I.7.2 Modélisation de l'onduleur :

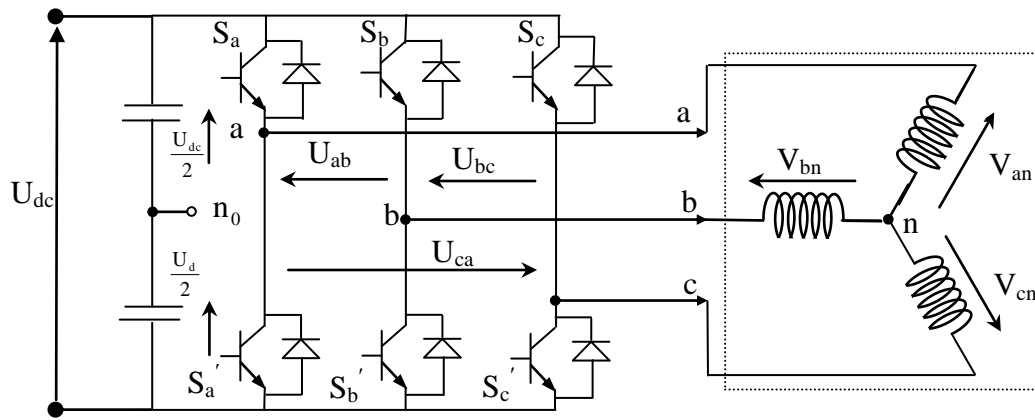
L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours ...etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [20].

### I.7.3.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [19].



**Fig. I- 7 :** Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposées parfaites, peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = abc$ )

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables  $S_i = 1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables  $S_i = 0$

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase  $U_{ina,b,c}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  :

$$U_{ina,b,c} = S_i \cdot U_c - \frac{U_c}{2} \quad (I.19)$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" figure (I-8)

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.20)$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (I.21)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.22)$$

La substitution de (I.21) dans (I.22) nous donne:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.23)$$

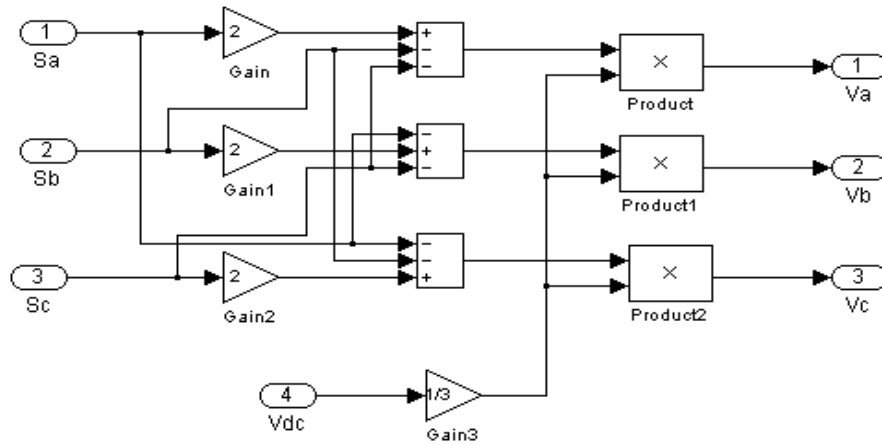
En remplaçant (I.23) dans (I.20) on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.24)$$

L'utilisation de l'expression (I.19) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

A partir de l'équation (I.25), le schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné dans la fig (I.8)



**Fig. I- 8 :** Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) , appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [19]:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

En remplaçant (I.25) dans (I.26) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

### I.7.3.2. Onduleur de tension MLI à hystérésis

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour d'hui, cette association est la plus indiquée [21].

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

#### I.7.3.2.1 Principe

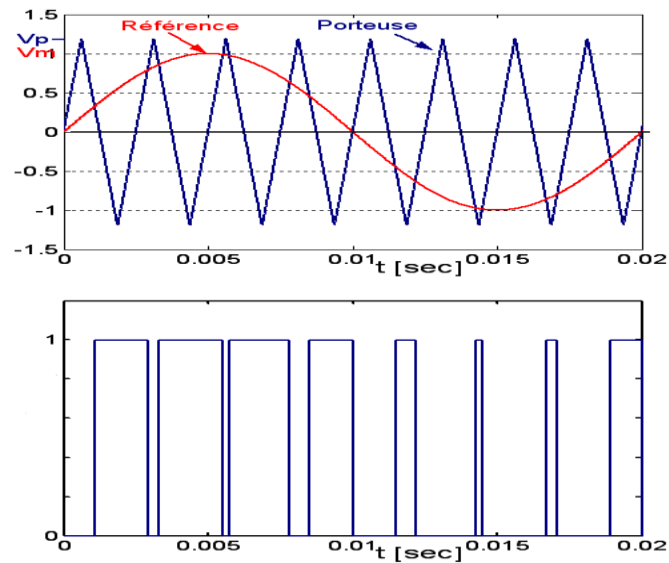
Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux Fig (I-11)

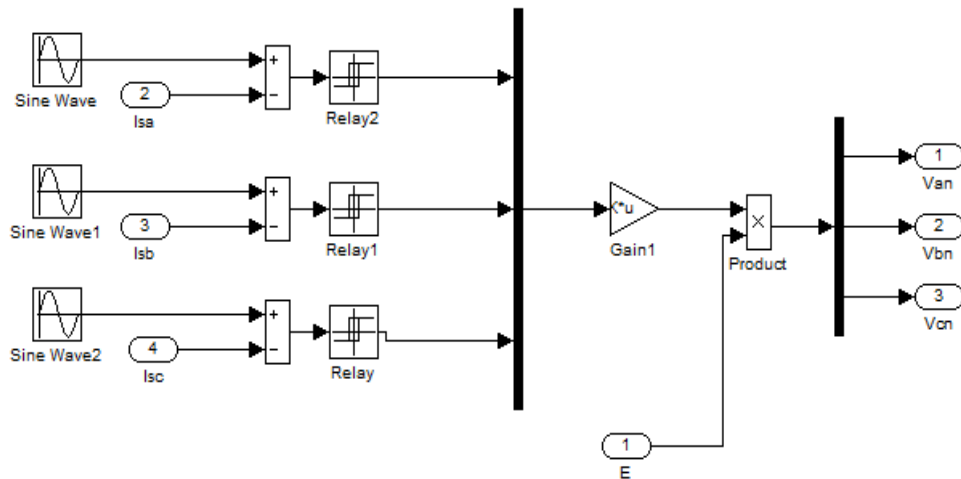
Le premier qui est appelé signal de référence  $V_{ref}$  représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second qui est appelé signal de la porteuse  $V_{por}$  , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence.

Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [20].



**Fig. I- 9 :** Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse.



**Fig. I- 10 :** Schéma de simulation MLI à hystérésis (commande en courant).

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

$$f_{\text{porteuse}} > 20 f_{\text{référence}} \quad (\text{I.28})$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

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

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{I.29})$$

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

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

$V_p$  : Valeur de crête de la porteuse.

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

$$V_{1\max} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}} \quad (\text{I.30})$$

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

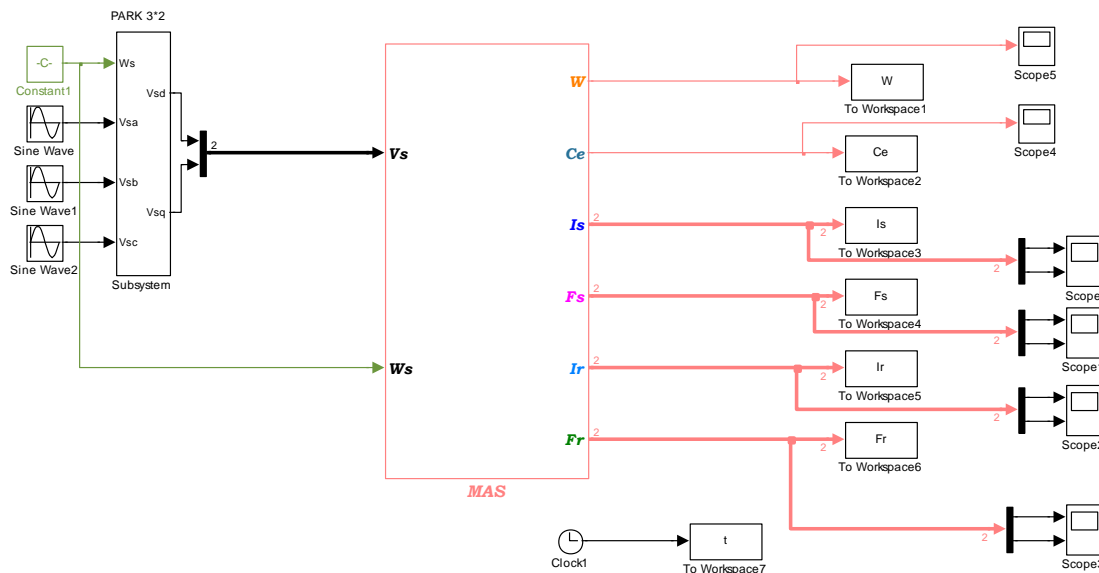
La figure (I.12) illustre le schéma de simulation permettant la représentation de la MLI à hystérésis:

La figure (I.10) illustre le schéma de simulation de la MAS machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la MLI à hystérésis:

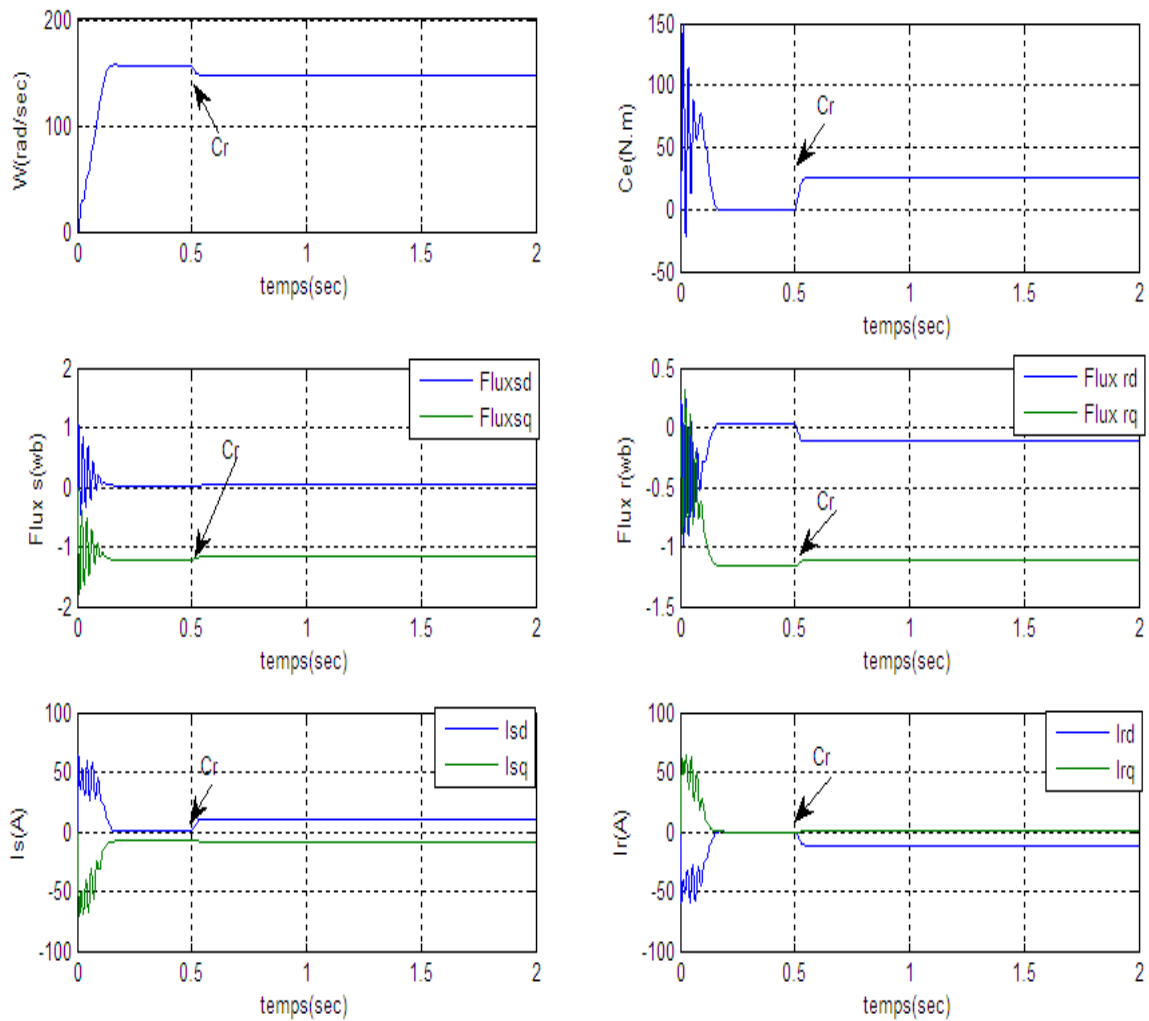
Nous avons simulé notre machine alimentée par onduleur de tension MLI à hystérésis . Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

## I.8. Simulation et interprétations:

### I.8.1 simulation de la MAS sans onduleur

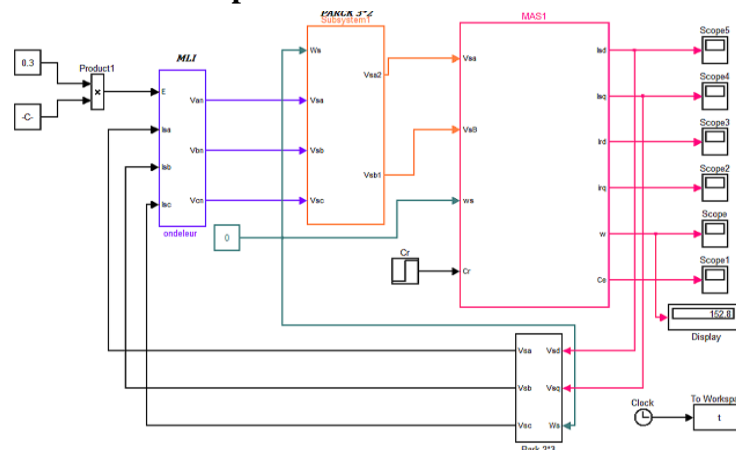


**Fig. I- 11:** Schéma bloc simulink de la machine asynchrone

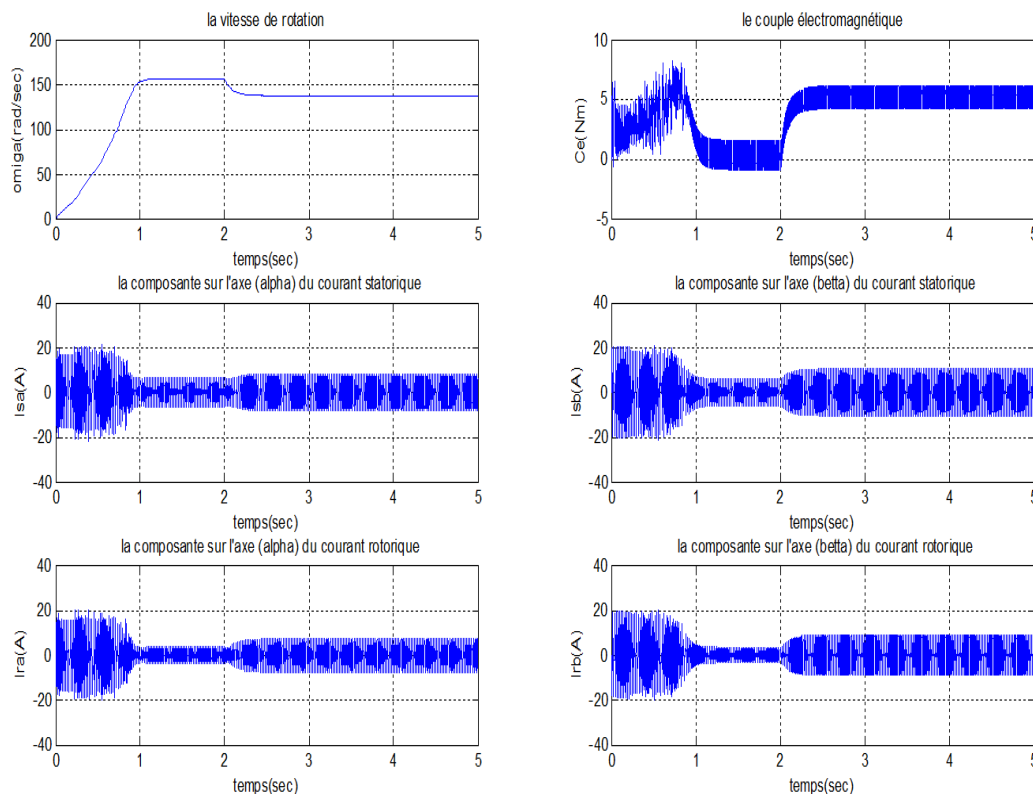


**Fig. I- 12 :** Simulation numérique d'un démarrage direct de la machine asynchrone alimentée en tension avec introduction d'une charge de 25 N.m à  $t=0.5s$ .

### I.8.2 simulation de la MAS alimenté par onduleur



**Fig. I- 13 :** Schéma de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis (commande en courant)



**Fig. I- 14** : Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur de tension MLI à hystérésis (commande en courant) de repère  $(\alpha, \beta)$ .

Les figures (I-12-14) montrent l'évolution du couple électromagnétique, de la vitesse, des flux  $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$ ,  $\Phi_{qs}$ ,  $\Phi_{ds}$ , et des courants  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ,  $I_{dr}$ ,  $I_{qr}$  lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension. On constate que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

Le démarrage sous la pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide, le temps de démarrage est de (0.25s).

Le courant  $I_{qs}$  se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant  $I_{ds}$  prend une valeur constante. Le régime transitoire du courant de ligne a une durée équivalente au temps de démarrage, avec une pointe de (20A) lors des premiers instants de la mise sous tension. En régime permanent ce courant est sinusoïdal de valeur maximale de (10 A).

Par l'application d'un échelon du couple résistant  $C_r$  de (25 N.m) à l'arbre de la machine après une durée de (0.5s), on constate que :

- Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant.
- Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.

**I.9. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone. La machine alimentée en tension et avec convertisseur est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide et atteint son couple nominal après l'application de la charge  $C_r = 25 \text{ N.m}$ .

Le modèle de Park nous a permis de connaître les différentes contraintes des grandeurs électriques qu'une machine asynchrone peut supportées.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la commande vectorielle de cette machine.

# **Chapitre II**

## **Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone**



## II.1 Introduction:

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine [3].

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension.

La simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension.

## II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF):

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée[4].

la commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1) [4].

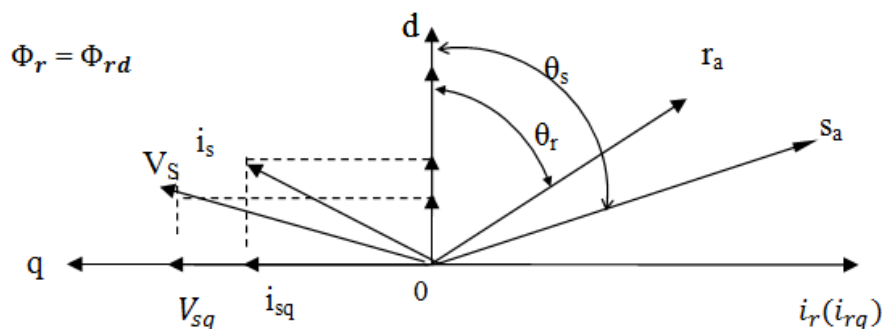


Fig. II- 1 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

### Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ✓  $\Phi_{rq} = 0$  et  $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$  : c'est le flux rotorique qui orienté.
- ✓  $\Phi_{sq} = 0$  et  $\bar{\Phi}_r = \Phi_{sd}$  : c'est le flux statorique qui orienté.
- ✓  $\Phi_{mq} = 0$  et  $\bar{\Phi}_m = \Phi_{md}$  : c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [4]

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique:

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ( $\Phi_{rq}=0$ )
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ( $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$ )
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ( $\Phi_r = cst \Rightarrow i_{rd} = 0$ )

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Avec :  $\bar{x} = x_d + jx_q$  ( $\bar{x}$ : représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état ( $\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r$ ) on réalise les changements suivants :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 3})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 4})$$

(II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension de la tension rotorique donne :

$$\tilde{t}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \tilde{t}_s \quad (\text{II. 5})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \tilde{t}_s + \frac{d}{dt} \left( \sigma L_s \tilde{t}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j \omega_s \left( \sigma L_s \tilde{t}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left( \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \tilde{t}_s \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \tilde{t}_s + \left( \frac{R_r}{L_r} + j \omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \tilde{t}_s + \left( \frac{R_r}{L_r} + j \omega_r + S \right) \bar{\Phi}_r ; \bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} \text{ (l'orientation du flux rotorique)} \quad (\text{II. 8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{ds} + \left( \frac{R_r}{L_r} + S \right) \bar{\Phi}_r & (\text{partie réelle}) \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \bar{\Phi}_r \Rightarrow i_{qs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r M} \bar{\Phi}_r & (\text{partie imaginaire}) \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \bar{\Phi}_r = \frac{T_r S + 1}{M} \bar{\Phi}_r \\ i_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

La relation de  $i_{ds}$  signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps  $T_r$

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \tilde{t}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II. 11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (*) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{II. 12})$$

$$\Phi_{dr} = Cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{II. 13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 15})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II. 16})$$

On remplace le système (II.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.17})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.18})$$

Avec:

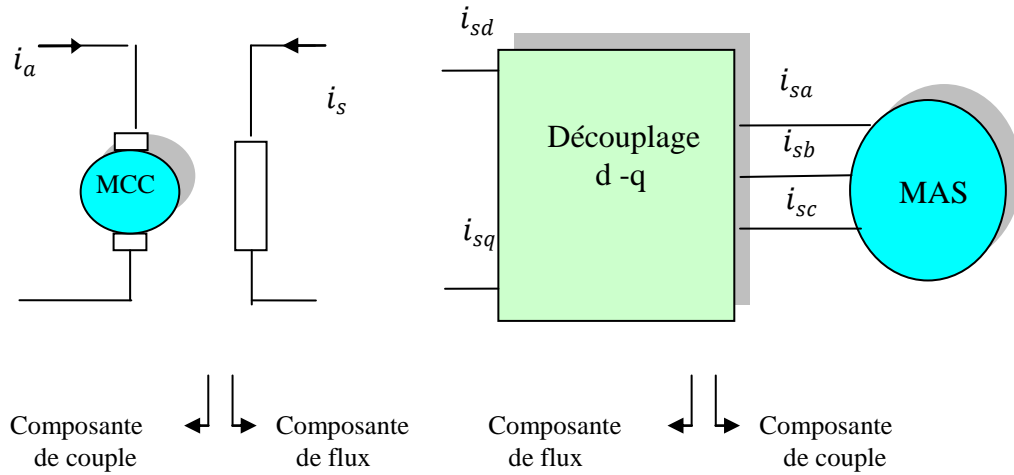
$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La fig (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [5] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$



**Fig. II- 2 :** Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

## **II.4.Types de la commande vectorielle:**

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

### **II.4.1.Commande vectorielle directe:**

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [7].

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux. (ANNEX B).

### **II.4.2 Commande vectorielle indirecte:**

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [6].

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimenté en tension avec convertisseur.

## II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension:

### II.5.1 Description:

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ).

Considérons les deux tensions statoriques ( $V_{ds}, V_{qs}$ ) comme variables de commande, les deux courants statoriques ( $i_{ds}, i_{qs}$ ), le flux rotorique ( $\Phi_r$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma \cdot T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma \cdot T_s \omega_s i_{qs} - \frac{T_s \cdot (1 - \sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[ \sigma \cdot T_s i_{ds} + \frac{T_s \cdot (1 - \sigma)}{M} \Phi_r \right] \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ C_e = \frac{P \cdot M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \end{array} \right. \quad (II.20)$$

### II.5.2 Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (II.20), munies de la contrainte ( $\Phi_{rq} = 0$ ) se simplifient:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (II.21)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (II.22)$$

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (II.23)$$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (II.24)$$

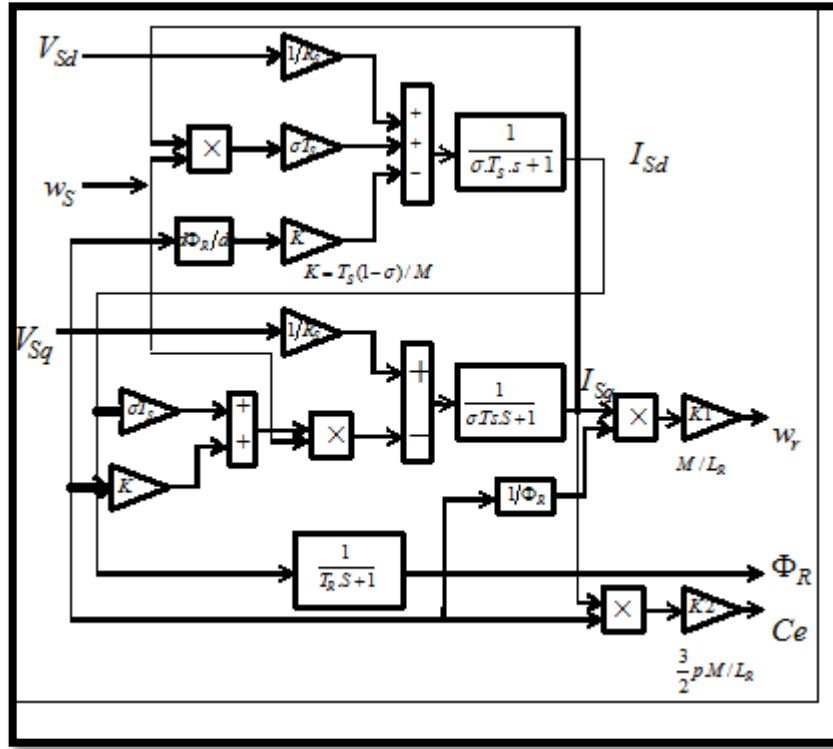
$$\omega_r = \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_r} \quad (II.25)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (II.26)$$

Les équations (II.23) et (II.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{sd}$ , et le courant producteur du couple  $i_{sq}$ . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.23), (II.24) et

(II.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la fig(II.3).



**Fig. II- 3 :** structure de la commande par orientation du flux rotorique

### II.5.3 Découplage entré-sortie:

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [8].

#### II.5.3.1 Découplage par compensation:

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (II.27)$$

et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (II.28)$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + R_r \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \Phi_r \quad (II.29)$$

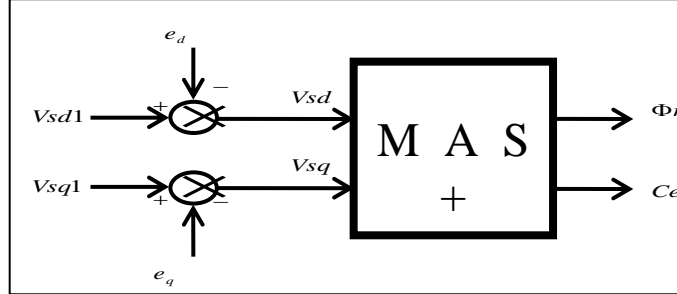
$$e_q = - \left( \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \right) \quad (II.30)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure (II.4))

Tel que:

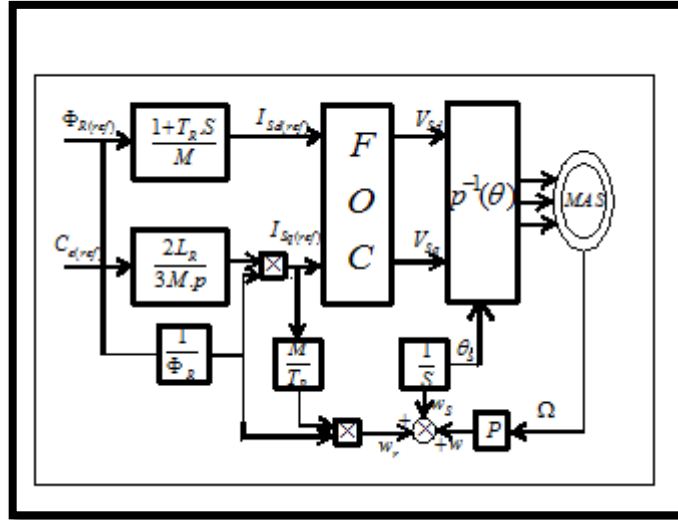
$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{II. 31})$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \quad (\text{II. 32})$$



**Fig. II- 4 :** Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

La fig (II-5) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique avec un découplage entrée sortie.



**Fig. II- 5 :** commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie

### II.5.4 Bloc de défluxage:

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [9]:

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{mom}$$

$$\text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$

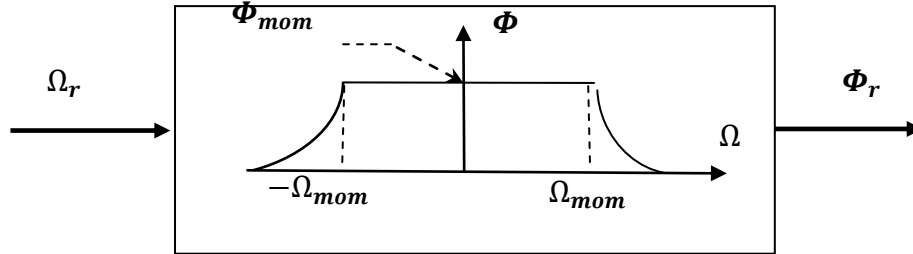
- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{mom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

$\Omega_{mom}$  : Vitesse de rotation nominale.

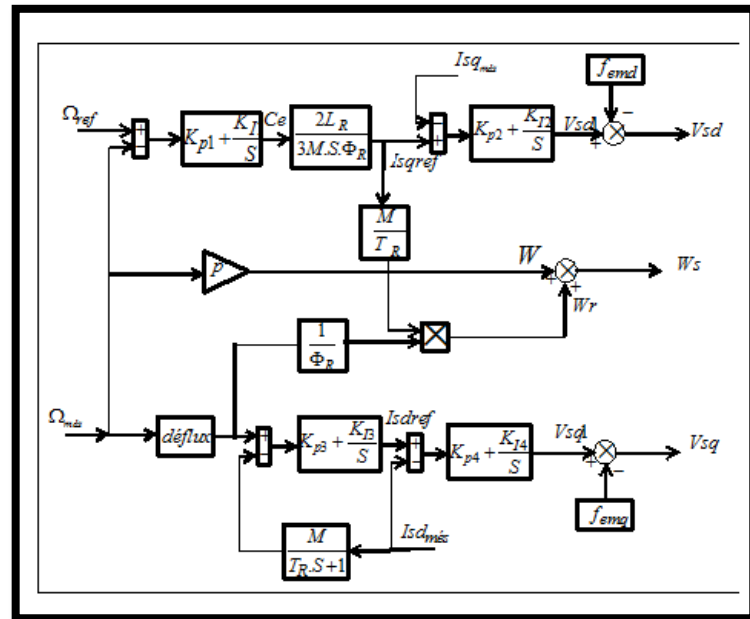
$\Phi_{mom}$  : Flux rotorique nominale.



**Fig. II- 6 :** Bloc dé fluxage

### II.5.5 Principe de fonctionnement:

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle directe par orientation du flux d'une MAS alimenté en tension est représenté par la figure (II-7).



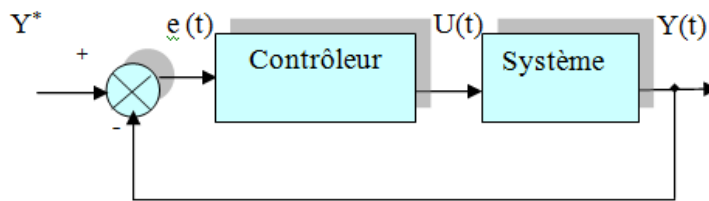
**Fig. II- 7 :** schéma bloc de la commande vectorielle directe

### II.5.6 Régulation:

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

### II.5.6.1 Conception des régulateurs:

Soit  $Y^*(t)$  le signal à pour suivre, et  $y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.



**Fig. II- 8 :** Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{II. 33})$$

#### II.5.6.1.1 Action proportionnelle:

- Si  $k_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si  $k_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

#### II.5.6.1.2 Action intégrale:

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action  $u(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

### II.5.6.2 Caractéristiques des régulateurs:

#### a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

#### b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

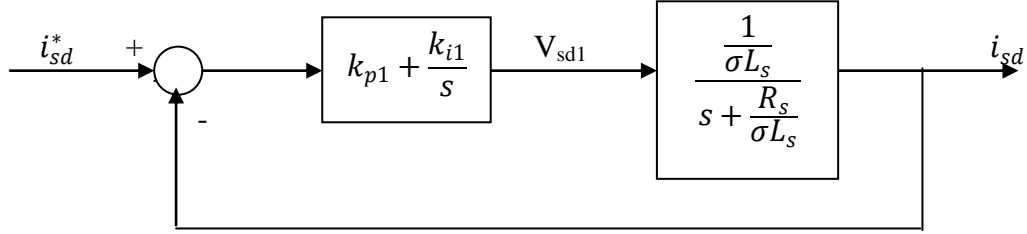
#### c-Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

## II.6 Calcul des régulateurs :

### II.6.1 Régulation de courant statorique $i_{sd}$ :

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  est représenté par la fig. (II.9).



**Fig. II- 9:** Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$F_{isd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{II. 34})$$

Compensons le pole  $(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}})$  par  $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$  ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{isd} = \frac{k_{p1}}{s\sigma L_s} \quad (\text{II.36})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{F_{isd}}{1 + F_{isd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{II.37})$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps  $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep1}$  (5%), nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = t_{rep1}(5\%)$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1}(5\%)$$

Donc :

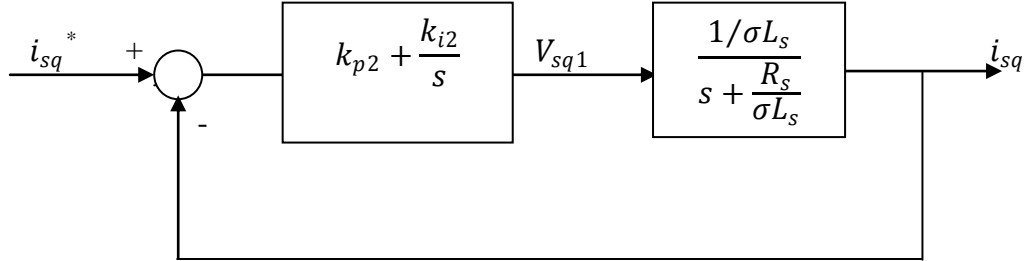
$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1}(5\%)} \quad (\text{II. 38})$$

Et, d'après l'équation (II.35) :

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep\ 1(5\%)}} \quad (\text{II. 39})$$

### II.6.2 Régulation de courant statorique $i_{sq}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (II.10).



**Fig. II- 10** : Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sq}$

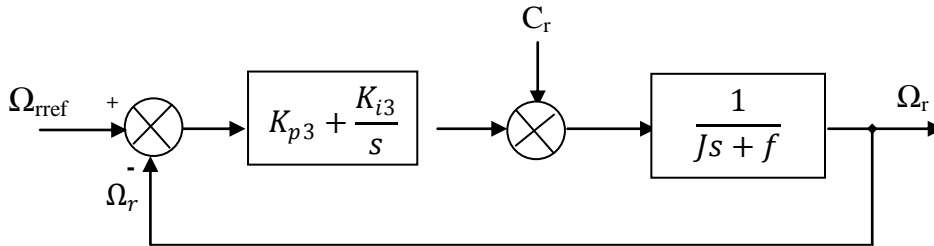
On remarque que le courant  $i_{sq}$  à la même dynamique que le courant  $i_{sd}$ , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep\ 2(5\%)}} \quad (\text{II. 40})$$

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep\ 2(5\%)}} \quad (\text{II. 41})$$

### II.6.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II-11)



**Fig. II- 11** Schéma bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II. 42})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2 + (k_{p3} + f)s + k_{i3}} \quad (\text{II. 43})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{II.44})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} \quad (\text{II.46})$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi = 0.007$  et une pulsation  $\omega_n$  donnée, on obtient:

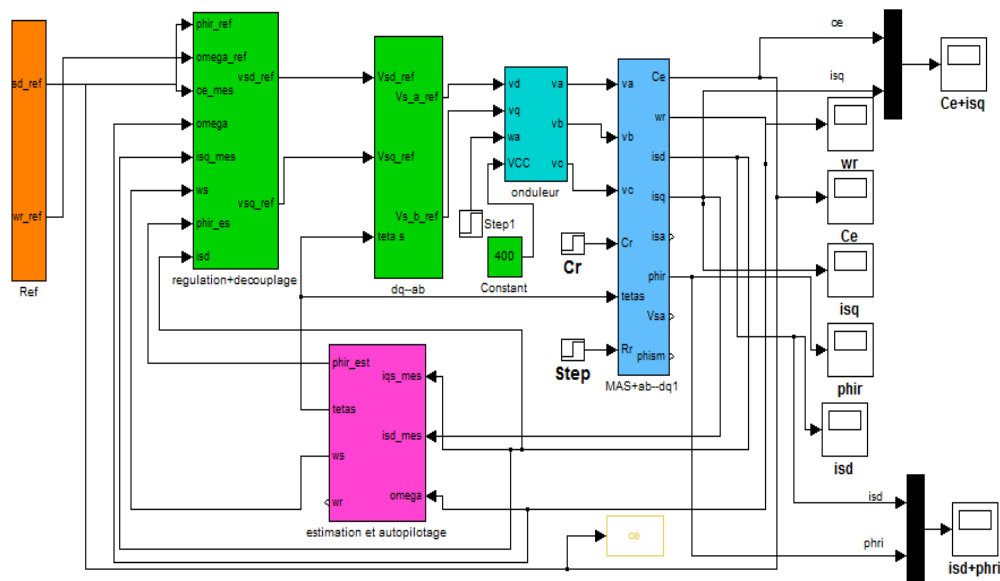
$$k_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II.47})$$

$$k_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II.48})$$

## II. 7 Simulation numérique:

A partir de l'étude théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, dans ce chapitre, nous pouvons élaborer les différents blocs nécessaires à une simulation du procédé.

Le schéma d'ensemble est donné par la fig.(II.12)



**Fig. II- 12 :** Schéma d'un commande vectorielle direct du flux d'une MAS alimenté en tension.

## II.8 Présentation des résultants de simulation:

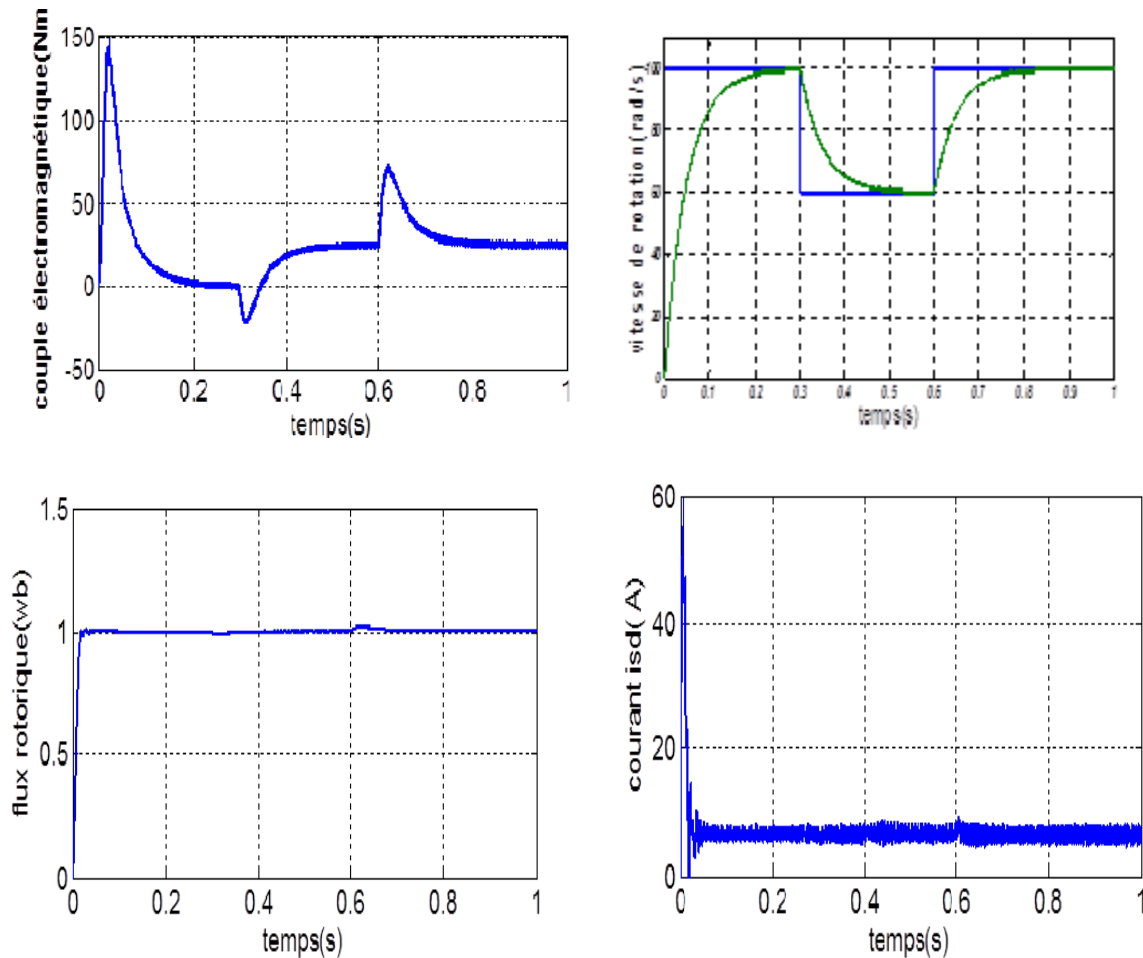
Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans d' différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

### II.8.1 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref}=100, 60, 100 \text{ rad/s}$ ) de la fig.(II-13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

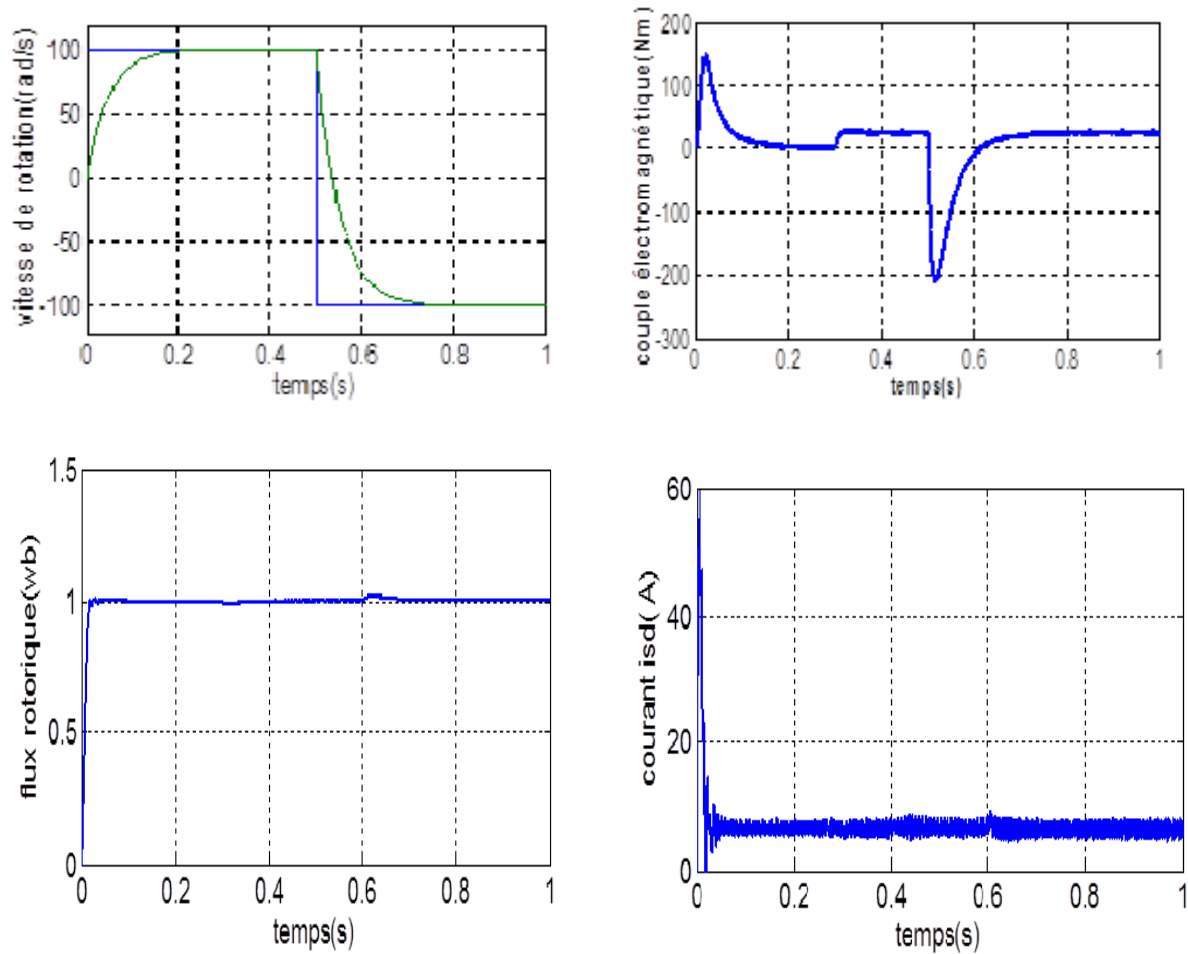


**Fig. II- 13** Simulation avec variation de vitesse

### II. 8 .2 Simulations avec l'inversion de vitesse:

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (100 rad/s à  $-100 \text{ rad/s}$ ) avec une charge , les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.



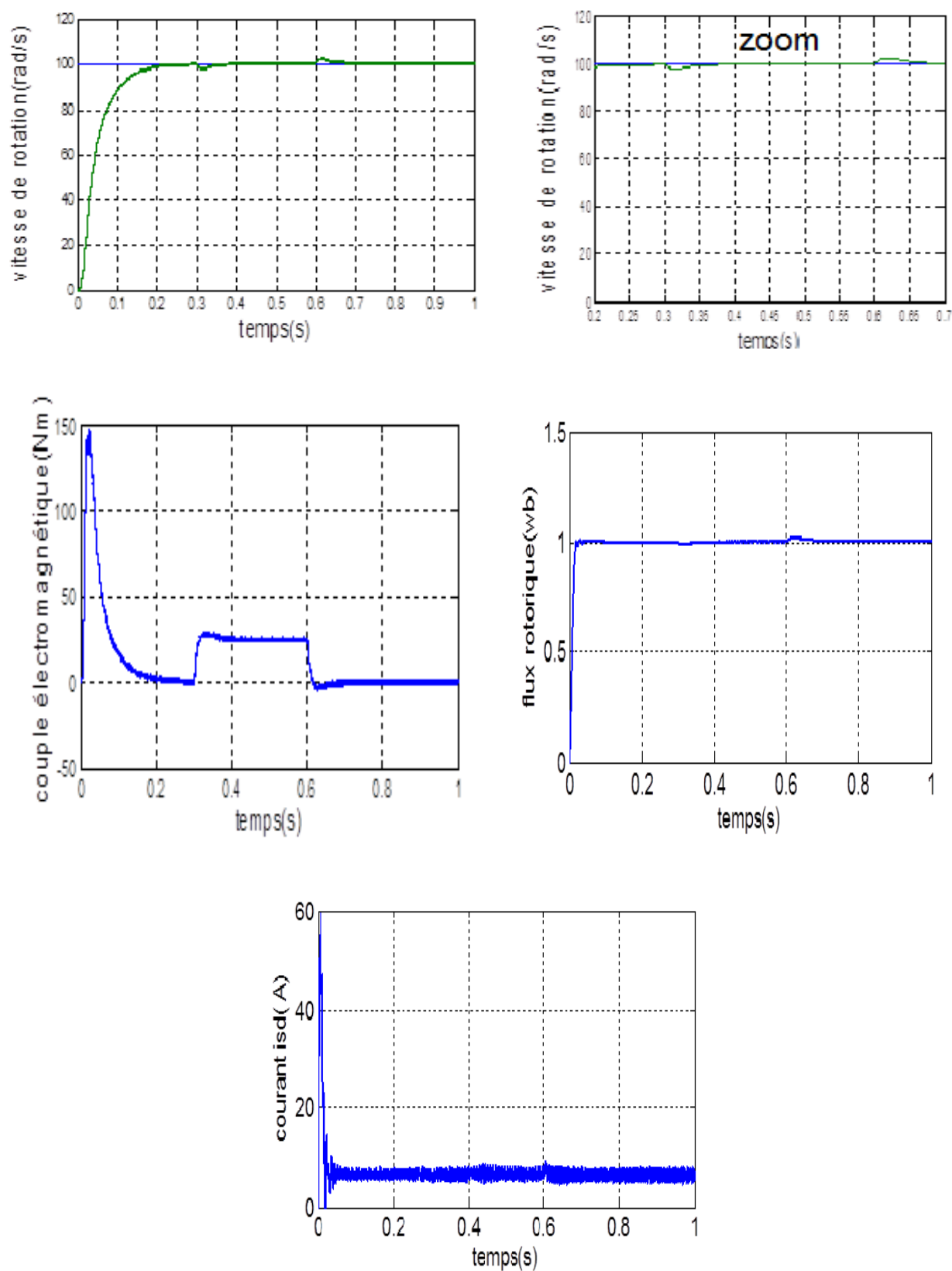
**Fig. II- 14 :** Simulations avec l'inversion de vitesse

### II. 8.3 Simulation avec variation de la charge:

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge fig (II-15), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique  $C_e$  et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ( $\Phi_{rq} = 0$ )

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.



**Fig. II- 15 :** Simulation avec variation de la charge

#### II.8.4 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique:

D'après les résultats présentés dans la fig (II-16), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 50 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ( $t = 1s$ ) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance de 50%, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux.

A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

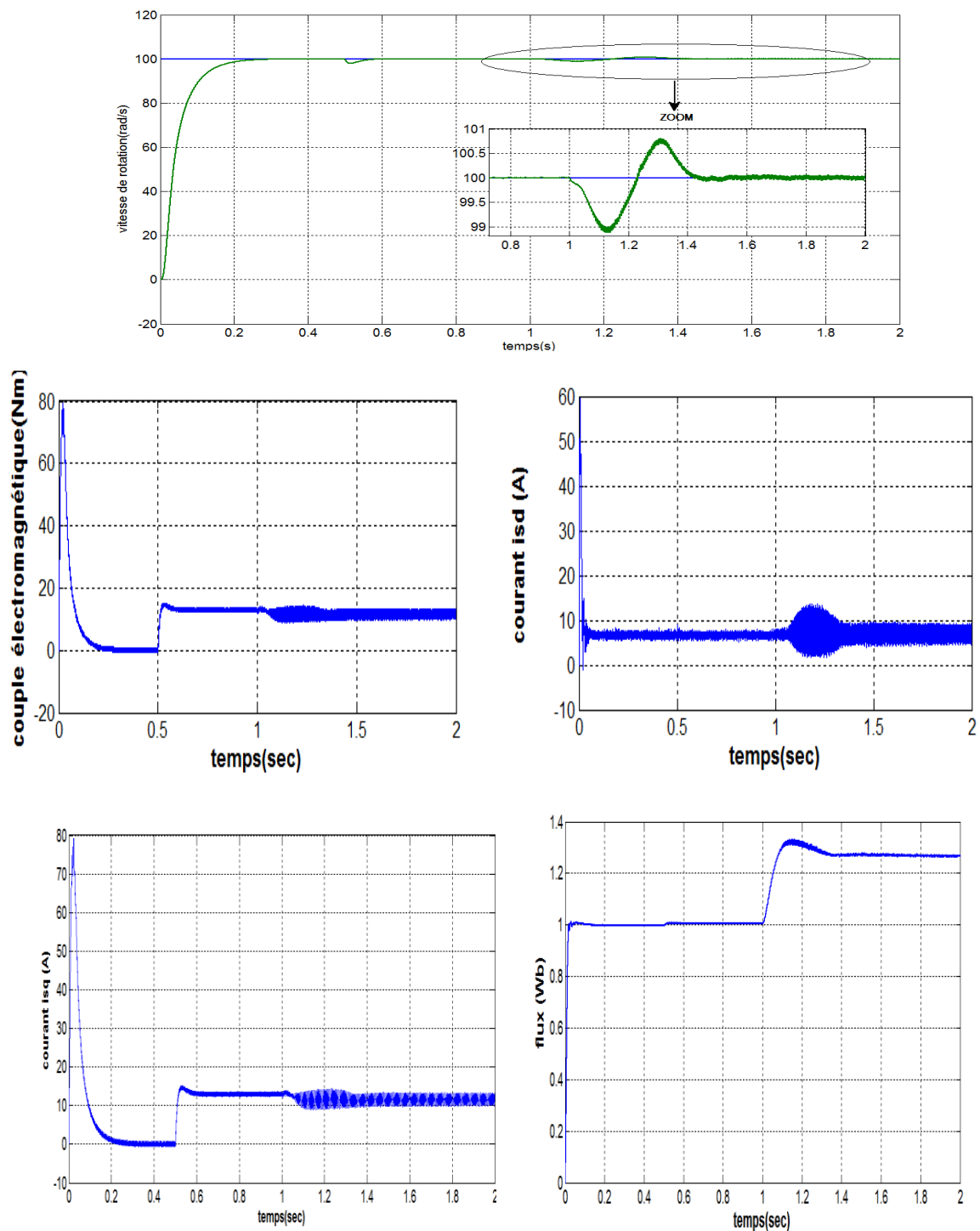


Fig.(II.16) Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

**II.9 Conclusion:**

Dans ce chapitre nous avons présenter les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple

On a commence par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectue le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique.

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique (résistance rotorique).

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la Commande par logique floue de la MAS.

---

---

# **Chapitre III**

## **Commande par logique Floue d'un Moteur Asynchrone**

---

---

### III.1 Introduction :

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh . A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commence à se répandre sur une grande échèle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement .Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [10].

Le but de ce chapitre est de représenter un premier temps un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée par un remplacement du régulateur classique de vitesse de commande par linéarisation entrée sortie par un régulateur flou. [12].

#### III.1.1 Ensembles flous:

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 ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors en logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ ) [15]. Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la fig (III.1)

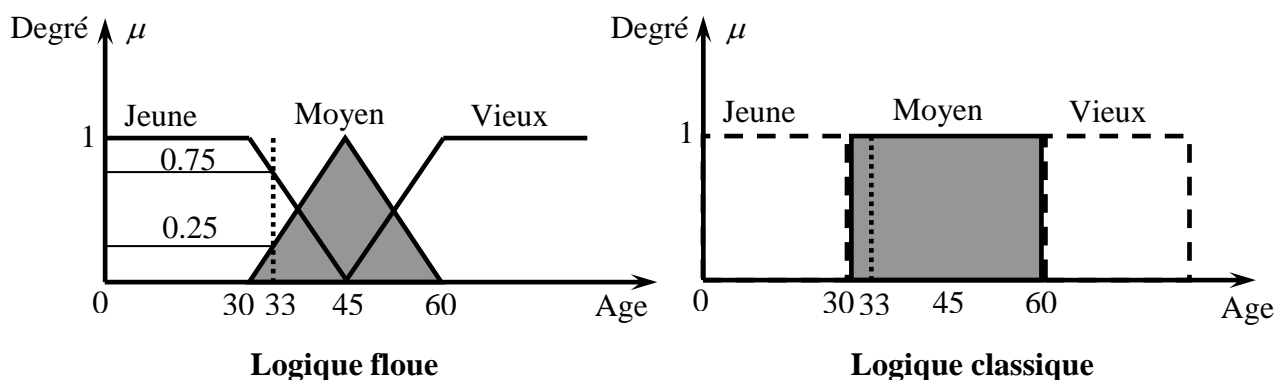


Fig. III- 1 : Classification des ensembles flous

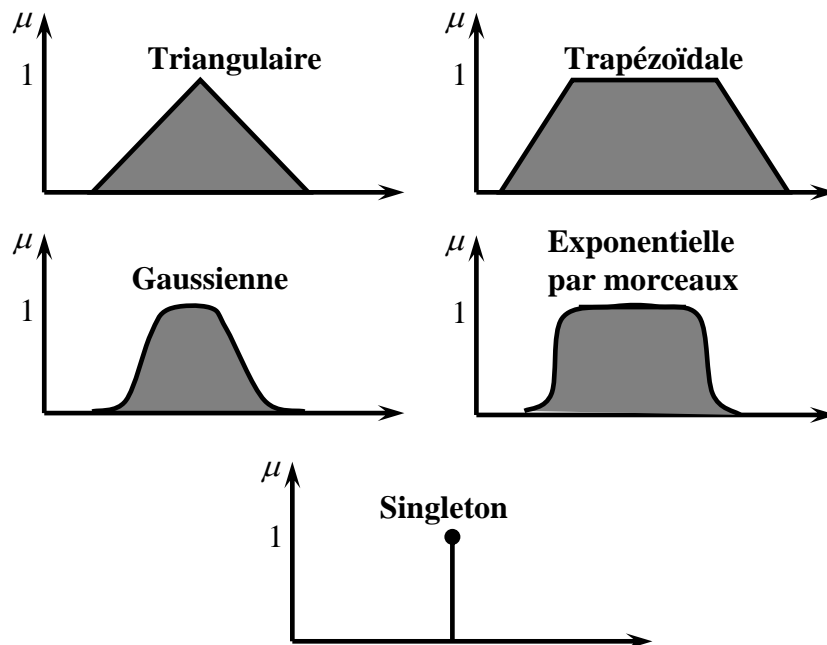
Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur  $\mu = 75$  de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "moyens" avec une valeur  $\mu = 0.25$ . La fig (III.1) donne donc le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante [12] :

<i>Variable linguistique</i>	: Âge
<i>Valeur d'une variable linguistique</i>	: Jeune, Moyen, Vieux, ...
<i>Ensembles flous</i>	: "jeune", "moyen", "Vieux", ...
<i>Plage de valeurs</i>	: (0, 30, 45, 60, ...)
<i>Fonction d'appartenance</i>	: $\mu_E(x) = a \quad 0 \leq a \leq 1$
<i>Degré d'appartenance</i>	: $a$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $x$  et  $\mu_E(x)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou  $A$  figure (III.1) [19].

### III.1.2 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance:

On peut utiliser pour les fonctions d'appartenance des formes différentes fig.(III.2)



**Fig. III- 2** : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance [17]

Dans un domaine discret  $X = \{x_i / i = 1, 2, \dots, n\}$  ou continu  $X$ , un ensemble flou  $A$  peut être défini par un ensemble de paires : degré d'appartenance / élément :

$$A = \mu_A(x_1)/x_1 + \mu_A(x_2)/x_2 + \dots + \mu_A(x_n)/x_n = \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i)/x_i \quad \text{cas Discret} \quad (III.1)$$

$$A = \int_x \mu_A(x)/x \quad \text{cas Continu}$$

Dans un domaine continu, les ensembles flous sont définis analytiquement par leurs fonctions d'appartenance. Nous trouvons dans la littérature des formes variées pour les fonctions d'appartenance floues [16].

- Fonction d'appartenance trapézoïdale

$$\mu(x; a, b, c, d) = \max\left(0; \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \quad (\text{III.2})$$

Où  $a, b, c$  et  $d$  sont les coordonnées des apex du trapèze. Si  $b \leq c$ , nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

- Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(x - c_g / 2w_g\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(x - c_d / 2w_d\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où  $c_g$  et  $c_d$  sont les limites gauche et droite, respectivement ; et  $w_g, w_d$  sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour  $c_g = c_d$  et  $w_g = w_d$

- la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue.

$$\mu(x; c, \sigma) = \exp\left(-\left(x - c / 2\sigma\right)^2\right) \quad (\text{III.4})$$

Où  $c$  est le centre de la gaussienne et  $\sigma$  sa largeur.

- Fonction d'appartenance singleton

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité [16].

### III.1.3 Opérateurs de la logique floue:

La caractérisation des ensembles flous par les fonctions d'appartenance a permis une extension de certaines opérations définies sur les ensembles classique au cas flou.

Soient  $A$  et  $B$  deux ensembles flous définis dans l'univers de discours  $X$  ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonction d'appartenance [15].

Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue [16].

- **Opérateur "NON"**

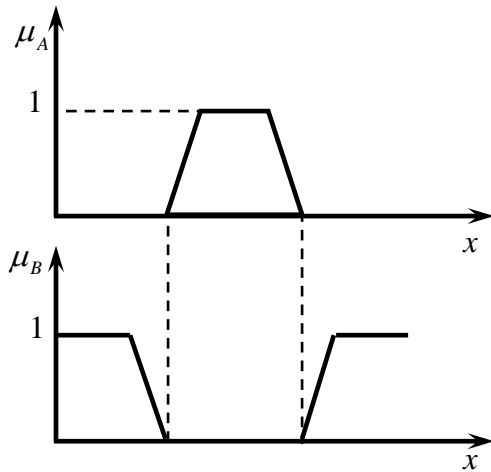
Selon la théorie des ensembles, l'ensemble complémentaire :

$$C = \bar{A} = NON(A) \quad (III.6)$$

Est défini par les éléments de  $x$  qui n'appartiennent pas à l'ensemble  $A$ . Dans le cas de la logique floue, cette définition peut être exprimée par les fonctions d'appartenances de la manière suivante:

$$\mu_C(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (III.7)$$

La figure (III.3) met en évidence cette relation



**Fig. III- 3** : Opérateur *NON*

- **Opérateur « ET »**

L'opérateur « ET » correspond à l'intersection de deux ensembles  $A$  et  $B$  on écrit :

$$C = A \cap B = A \text{ ET } B \quad (III.8)$$

Dans la logique floue, l'opérateur « ET » est réalisé dans la plupart des cas par la formulation du minimum, appliqué aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  des deux ensembles  $A$  et  $B$ , à savoir :

$$\mu_C(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (III.9)$$

On parle alors de l'opérateur minimum, cette opération est représentée dans la figure (III.4)

- **Opérateur « OU »**

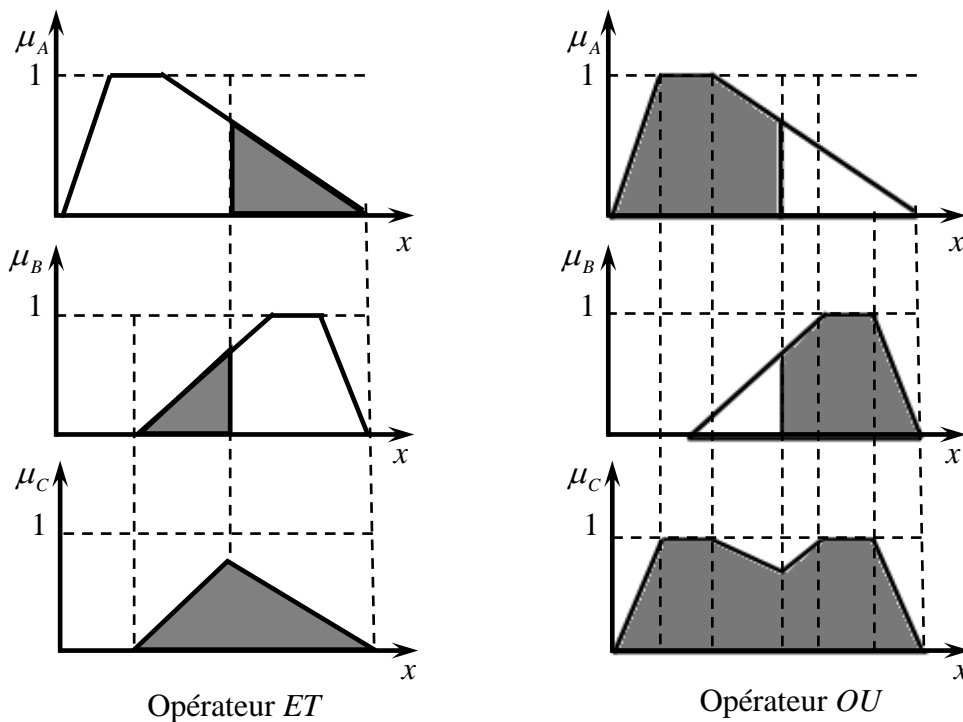
L'opérateur «OU» correspond à l'union de deux ensembles  $A$  et  $B$ , on a donc :

$$C = A \cup B = A \text{ OU } B \quad (\text{III.10})$$

La réalisation de l'opérateur 'ou' au niveau de la logique floue se fait en général par la formulation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  des deux ensembles  $A$  et  $B$ . On a donc l'opérateur maximum :

$$\mu_C(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.11})$$

Cette opération est représentée à la fig (III.4).



**Fig. III- 4 : Opérateur ET et OU**

#### III.1.4 Raisonnement floue:

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

##### III.1.4.1 Implication floue

Une expression conditionnelle du type “SI  $x$  est  $A$  ALORS  $y$  est  $B$ ”, où  $A$  et  $B$  sont des ensembles flous sur les univers  $U$  et  $V$  respectivement une relation floue  $R$  sur le produit cartésien

$U \times V$  est appelée « Règle floue ».  $x$  et  $y$  étant les variables linguistiques décrites respectivement par  $A$  et  $B$ ,  $R$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_R(x, y)$ .

Une règle floue est basée sur la notion d'implication floue. Ainsi, la règle "SI  $x$  est  $A$  ALORS  $y$  est  $B$ " peut s'écrire comme  $(x, y)$  est  $A \rightarrow B$ , où  $A \rightarrow B$  est une implication floue se caractérisant par le vecteur de vérité  $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$  qui n'est que  $\mu_R(x, y)$ , soit

$$\mu_R(x, y) = \mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.12}) \quad \text{Où}$$

$\Phi$  est opérateur d'implication floue spécifique. Il existe de nombreux opérateur en logique floue [12],[16]. Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen :

- Implication de Mamdani

$$\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.13})$$

- Implication de Larsen

$$\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{III.14})$$

#### III.1.4.2 Modus ponens généralisé (MPG)

Le but du raisonnement approximatif est de construire un processus déductif ayant pour objectif la détermination de conclusion précise à partir de faits imprécis et d'un ensemble de règle floues. Un tel processus est très adéquat pour la description qualitative du comportement des systèmes. Un cas particulier de raisonnement est le MPG dont le mécanisme d'inférence est

$$\begin{array}{c} \text{SI } x \text{ est } A \text{ ALORS } y \text{ est } B \\ x \text{ est } A' \end{array} \quad \begin{array}{c} / \\ y \text{ est } B' \end{array} \quad (\text{III.15})$$

Les valeurs de  $y$  sur  $V$  sont données par la projection de  $R = A' \cap (A \rightarrow B)$  sur  $V$ , soit. En passant aux fonctions d'appartenance :

$$\forall y \in V, \mu_{B'}(y) = \sup_{x \in U} \min(\mu_{A'}(x), \mu_{A \rightarrow B}(x, y)) \quad (\text{III.16})$$

Si  $A'$  est un singleton flou, i.e.,  $A' = \{x_0\}$  avec  $\mu_{A'}(x) = 1$  pour  $x = x_0$  et 0 ailleurs, alors  $B'$  est donné par l'expression réduite :

$$\mu_{B'}(y) = \mu_{A \rightarrow B}(x_0, y) \quad (\text{III.17})$$

### III.2 Réglage et commande par logique floue:

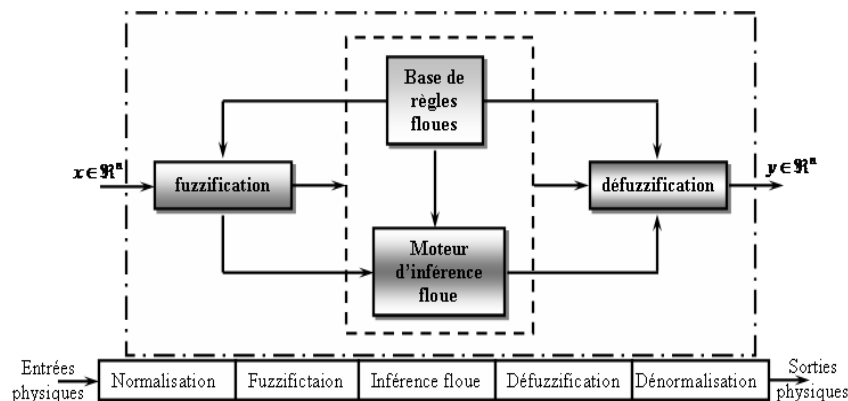
Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un régulateur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnels. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

La commande par logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [11].

Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un réglage par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF pour commander la vitesse de la machine asynchrone.

#### III.2.1 Structure d'une commande par logique floue

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la fig (III.5): [11], [13], [16].



**Fig. III- 5** : Structure d'un contrôleur flou

##### III.2.1.1 L'interface de fuzzification:

Cette interface accomplit les fonctions suivantes :

- La définition des fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.
- Le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent être ainsi traitées par les règles d'inférences.

Il existe deux techniques de fuzzification :

1. la fuzzification singleton.
2. la fuzzification non singleton.

La fuzzification singleton est la plus utilisée en contrôle, elle interprète un point numérique  $\mu_0$  comme un ensemble flou  $A$  dans  $X$ , ayant pour fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$ .

Avec :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

### III.2.1.2 Base de règles:

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [11], [15], [16] :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation
2. la base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si  
<condition> Alors <conséquence>

### III.2.1.3 Moteur d'inférence:

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise.

On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles. Chaque règle possède une condition précédée du symbole SI et une conclusion, action ou opération, précédée du symbole ALORS. Selon la stratégie du réglage adopté. Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables flou  $x_1$  et  $x_2$  qui forment les variables d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie  $x_r$  exprimée elle aussi comme variable floue. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons.

La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

*SI* ( $x_1$  est négatif grand *ET*  $x_2$  est environ zéro) *ALORS* ( $x_r$  est négatif grand), Où  
*SI* ( $x_1$  est négatif grand *ET*  $x_2$  est positif moyen) *ALORS* ( $x_r$  est positif moyen)

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée [11].

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

$$SI (x_1 \text{ NG } ET \ x_2 \text{ EZ}) \text{ ALORS } x_r = \text{NG, OU}$$

$$SI (x_1 \text{ NG } ET \ x_2 \text{ PM}) \text{ ALORS } x_r = \text{PM,}$$

Ainsi de suite.

- Par matrice d'inférence elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau (III.1) représentent les ensembles flous des variables d'entrées ( $x_1$  et  $x_2$ ). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie ( $x_r$ ) définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes.

		$X_1$						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$x_2$	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

**Tab. III- 1** : Matrice d'inférences complètes

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes [13], [14], [15].

**• Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « *ET* » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « *ALORS* », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « *OU* » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum

**• Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « *ET* » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « *ALORS* » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « *OU* », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

**• Méthode de Sugeno**

L'opérateur « *ET* » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

**III.2.1.4 Interface de défuzzification**

La défuzzification a pour rôle de fournir une action physique de contrôle à partir d'une action de contrôle flou, il existe plusieurs stratégie de défuzzification [16], les plus utilisées sont :

- La technique du maximum.
- La technique de la moyenne pondérée.
- La technique du centre de gravité.
- La technique des hauteurs pondérées.

**La technique du maximum :** Est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

**La technique de la moyenne pondérée :** Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

**La technique du centre de gravité :** Est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.19})$$

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

**La technique des hauteurs pondérées :** Le défuzzificateur d'abord évalue  $\mu_B^k(x)$  en  $\bar{x}^k$  et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$\bar{x} = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x}) \bar{x}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x})} \quad (\text{III.20})$$

Où :  $\bar{x}^k$  dénote le centre de gravité de l'ensemble flou  $B^k$ , l'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance.

Elle n'utilise que le centre  $\bar{x}^k$  du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, et ceci sans tenir compte du fait que la fonction d'appartenance soit étroite ou large.

### III.3 Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS:

Dans cette partie, nous allons suivre les étapes indiquées dans le diagramme de la figure (III.5) pour concevoir un régulateur par logique floue de type Mamdani pour la boucle de commande de vitesse.

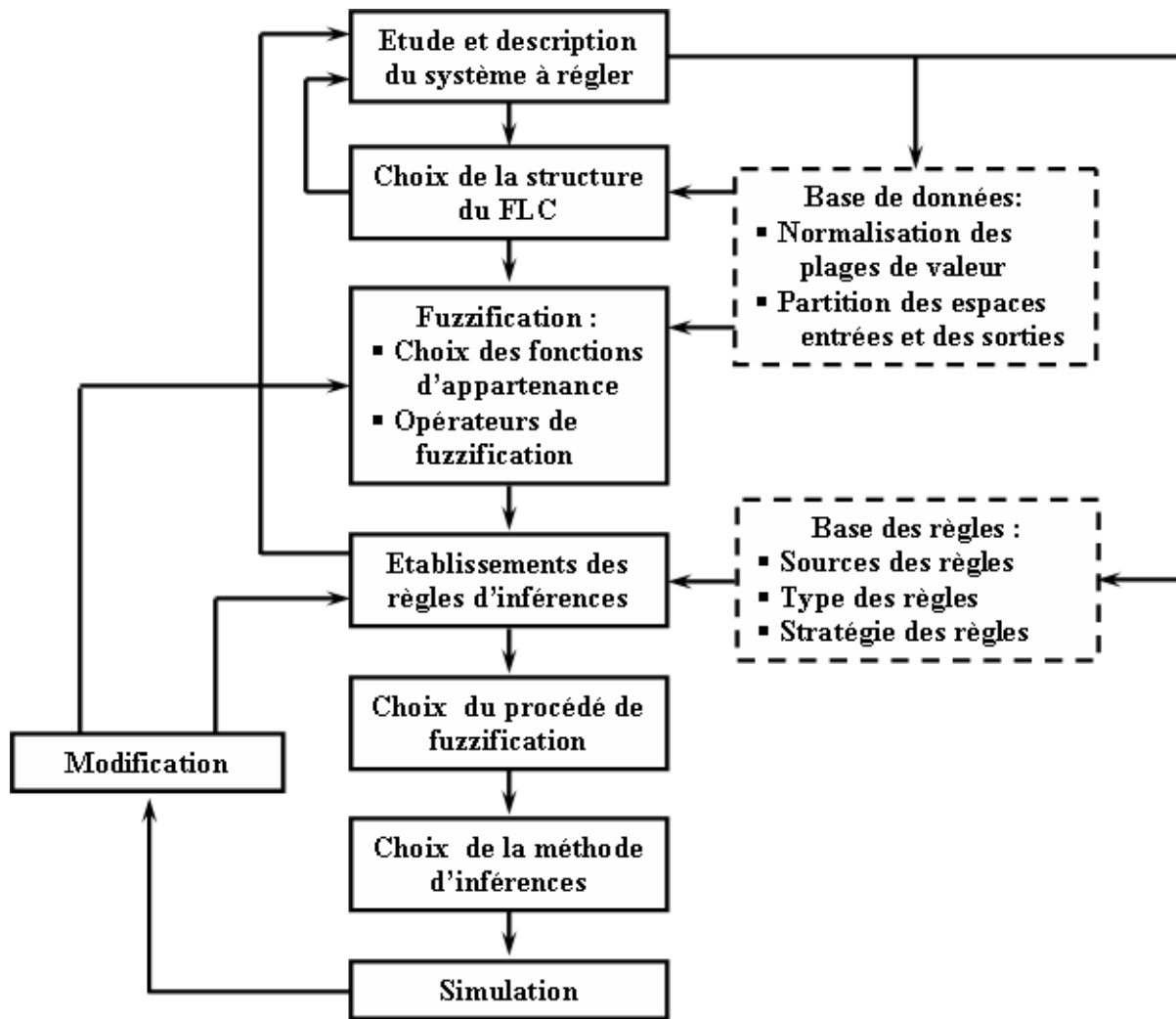
#### III.3.1 Conception d'un RLF:

Les étapes principales pour concevoir un FLC sont montrées à la figure (III. 6). D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate. Il ne s'agit pas d'une analyse afin d'établir un modèle mathématique. On doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de la grandeur de commande.

La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande et/ou aux expériences d'opération. On peut alors établir les

bases de données et de règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage. On passe par la suite à la conception du FLC qui comprend la fuzzification, les inférences et la défuzzification.

Il est généralement nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance et les règles floues interactivement en plusieurs passages, afin de trouver un comportement acceptable [16].



**Fig. III- 6 :** Etapes principales lors de la conception d'un FLC

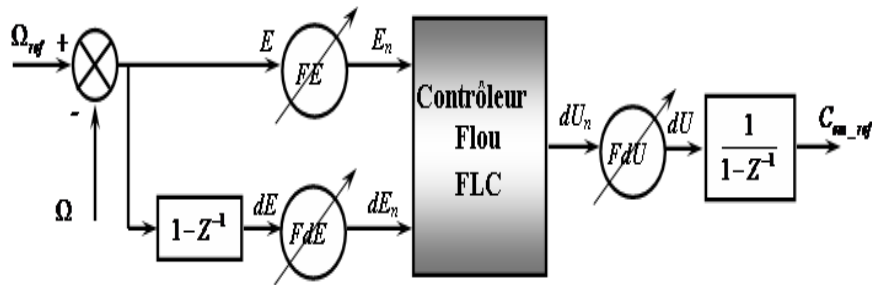
### III.3.2 Développement d'un régulateur floue:

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande par linéarisation entrée sortie de la machine asynchrone [13], [11].

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est le couple électromagnétique.

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est présenté par la fig (III.7) il est composé [16]. :

- Des facteurs de normalisation associent à l'erreur ( $e$ ), à sa variation ( $\Delta e$ ) et à la variation de la commande ( $\Delta u$ ).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation.
- Des règles de contrôle flou.
- La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type celle présentée dans le tableau (III.2).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique.
- D'un intégrateur.



**Fig. III- 7** : Schéma synoptique d'un régulateur de vitesse

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

$E$  : L'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \quad (III.21)$$

$dE$  : La dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e} \quad (III.22)$$

$T_e$  : Etant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$C_{eref}(k) = C_{eref}(k-1) + dU(k) \quad (III.23)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (figure III.6). Les entrées du contrôleur flou  $En$  et  $dEn$  sont normalisées par l'utilisation des expressions suivantes :

$$E_n = k_e E \quad (\text{III.24})$$

$$dE_n = k_e dE \quad (\text{III.25})$$

De la même façon, la sortie  $dUn$  du contrôleur est dénormalisée à  $dU$  en utilisant la relation suivante :

$$dU_n = k_e dU \quad (\text{III.26})$$

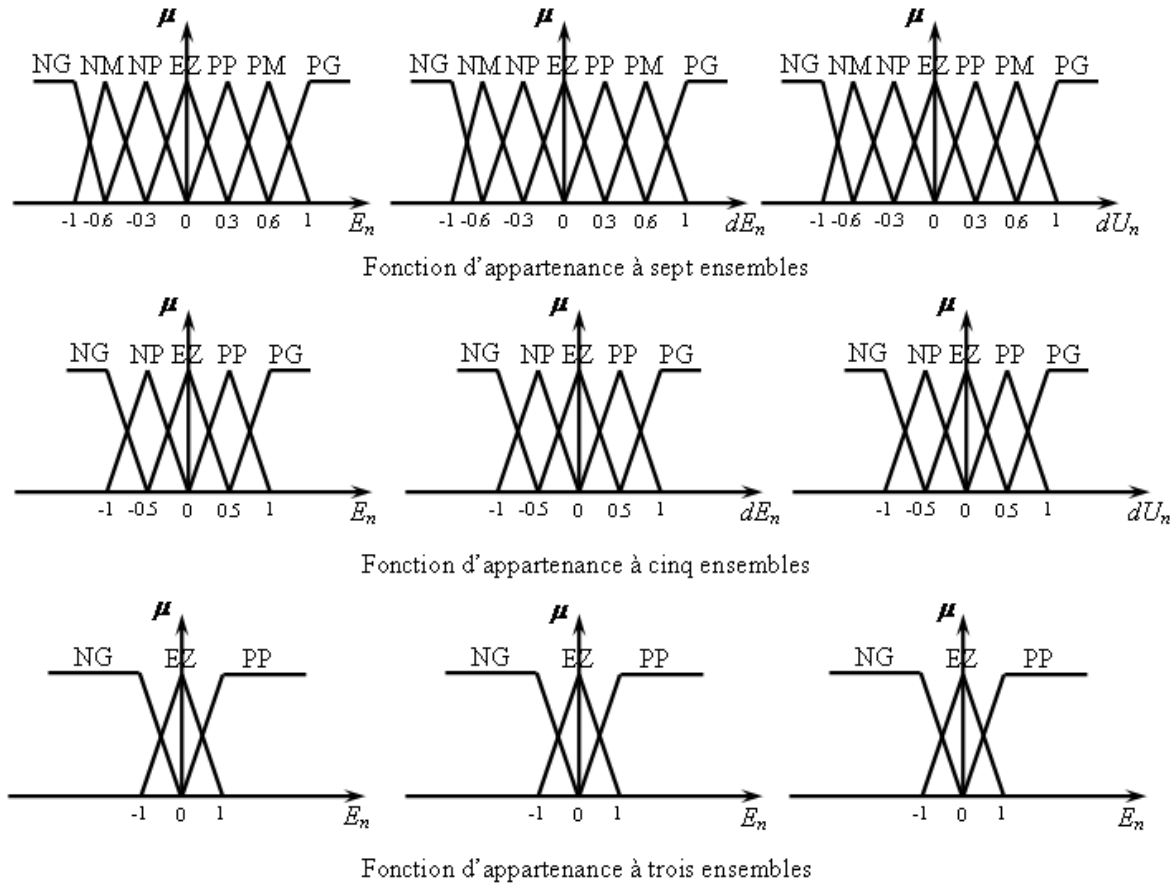
Il est important de bien choisir les plages de valeurs. Un bon choix de plages avec une bonne répartition peut garantir une conception réussie. En revanche, un mauvais choix entraîne des longues corrections dans les étapes qui suivent; il faut souvent même redéfinir les plages des valeurs afin d'éviter l'échec dans la conception. Un bon choix demande de l'expérience et de la connaissance du système à commander [15], [11].

### III.3.2.1 Etape du fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée ( $En$ ,  $dEn$ ) et de sortie  $dUn$  sont défini par des fonctions d'appartenance à 7 ou 5 ou 3 ensembles (figure III.8) . Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [11].

Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standard

- Négative Grande NG
- Négative Moyenne NM
- Négative Petite NP
- Environ Zéro EZ
- Positive Petite PP
- Positive Moyenne PM
- Positive Grande PG



**Fig. III- 8 :** Les fonctions d'appartenance

### III.3.2.2 Etape d'établissement des règles d'inférence:

A partir de l'étude du comportement du système en boucle fermée de la vitesse basée sur les expériences, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a sept ensembles flous, ce qui implique quarante-neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où quarante-neuf règles.[15] Les règles sont du genre:

Règle 1. SI  $E_n$  est NG ET  $dE_n$  NG ALORS  $dU_n$  est NG

Règle 2. SI  $E_n$  est NG ET  $dE_n$  NM ALORS  $dU_n$  est NG.

Règle n. SI  $E_n$  est PG ET  $dE_n$  PG ALORS  $dU_n$  est PG

Les 49 règles décrites précédemment peuvent être présentes dans une matrice dite matrice d'inférence montrée dans le tableau suivant, où un exemple pour la règle 35 est illustré :

$E_w$ $CE_w$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	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	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

EX : règle 35 : Si  $E_w = \text{PG}$  et  $CE_w = \text{PP}$  alors  $Ci_{qs}^* = \text{PG}$

Tab. III- 2: Table de règles pour le RLF de vitesse

Si l'on ne retient que cinq ensembles flous et deux entrées, la matrice d'inférence est la suivante :

$E_n$ $dE_n$	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NP	NP	ZE
NP	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PP	NP	EZ	PP	PP	PG
PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tab. III- 3 : les décision floue (inférence) cinq ensembles

Dans le cas où l'on attribue trois ensembles flous, un choix possible est le suivant :

$E_n$ $dE_n$	N	EZ	P
N	N	N	<b>EZ</b>
<b>EZ</b>	N	EZ	P
<b>P</b>	EZ	P	P

**Tab. III- 4 :** Tableau de décision floue (inférence) trois ensembles

### III.3.2.3 Défuzzification:

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail [16].

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.27})$$

### III.4 Résultats de simulation et évaluation:

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une régulation par la logique floue nous allons présenter les simulations réalisées sur une machine asynchrone linéarisée alimentée par un onduleur de tension commandé en tension [16], le schéma bloc de cette simulation est présenté par la fig (III.9). Les gains du régulateur flou sont ajustés par tâtonnement pour atteindre les performances désirées. L'univers de discours des variables d'entrées et de sortie du contrôleur est divisé en sept sous ensembles (NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG) de forme triangulaire et trapézoïdale.

Ces performances ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, une inversion de sens de rotation, test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge, la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques (résistance rotorique) et

sur le comportement du système.

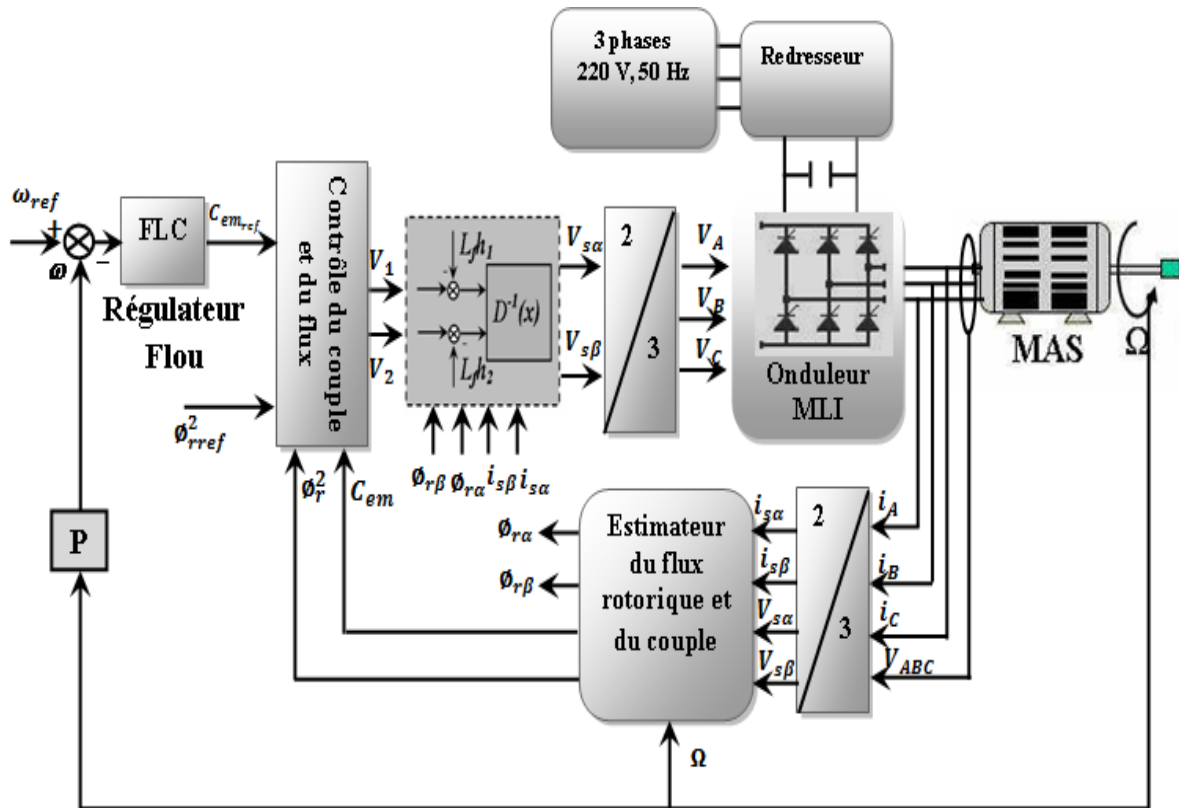
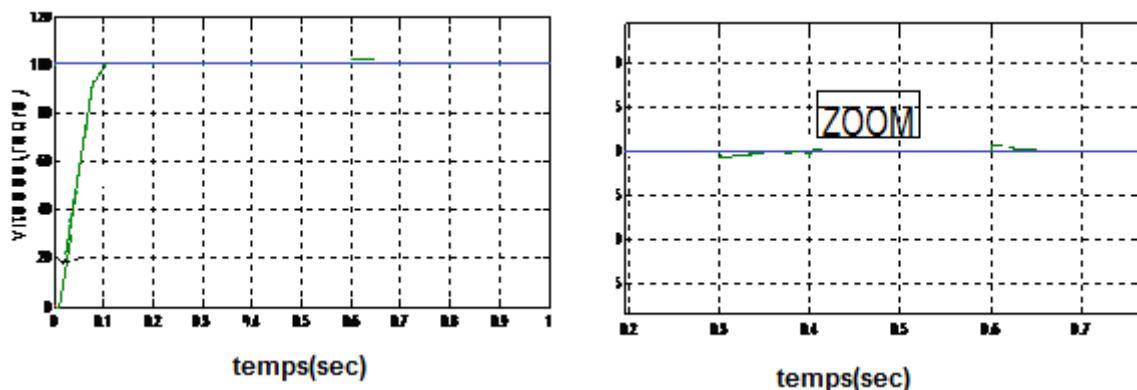


Fig. III- 9 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une MAS linéarisante

#### III.4.1 Test d'un démarrage avec variation de la charge:

La fig (III.10) représente l'évolution du comportement de la MAS dans des conditions de charge variable. Après d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence  $100 \text{ rad/s}$ , on fait subir à la machine une charge nominale de  $C_r = 25 \text{ Nm}$  dans l'intervalle  $t = [0.3 \text{ } 0.6] \text{ s}$ . Nous avons obtenu d'une réponse de la vitesse est très satisfaisante, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur ses valeurs.

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux lors de l'application de la charge qui est rapidement rejetée par le contrôleur flou de la vitesse.



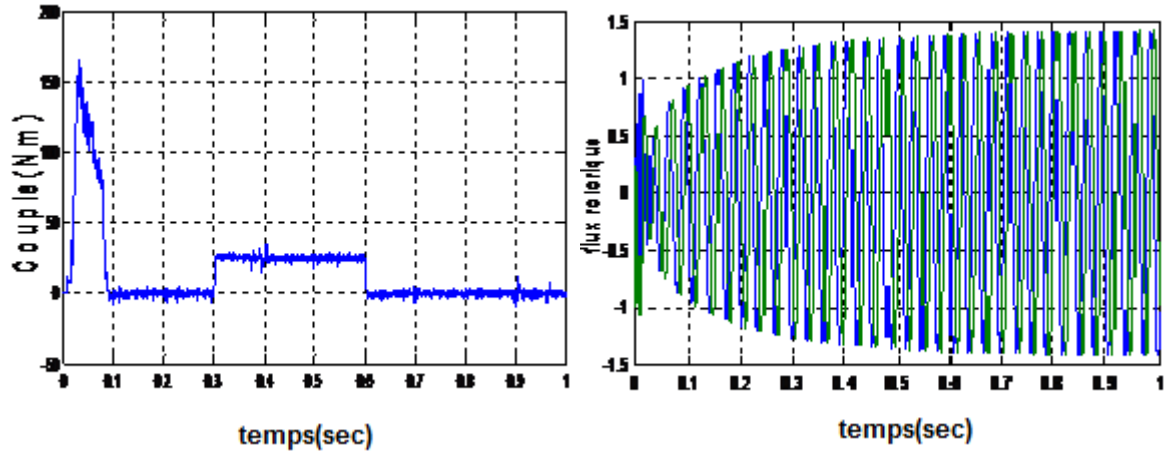
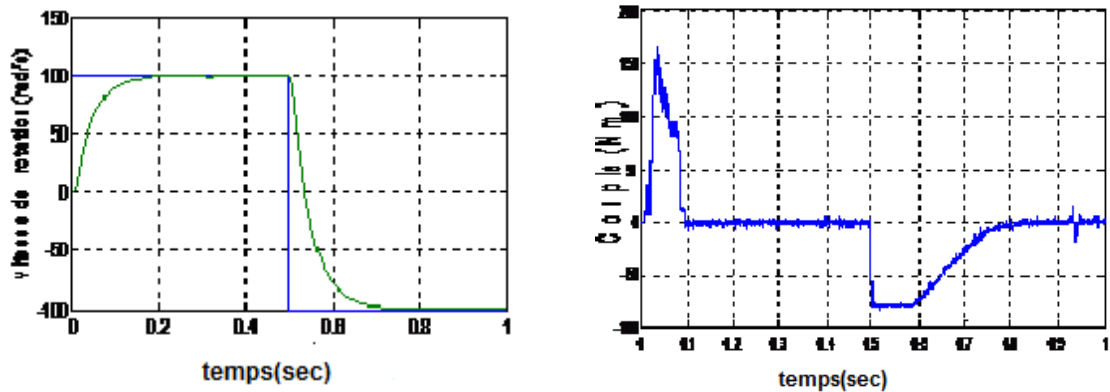
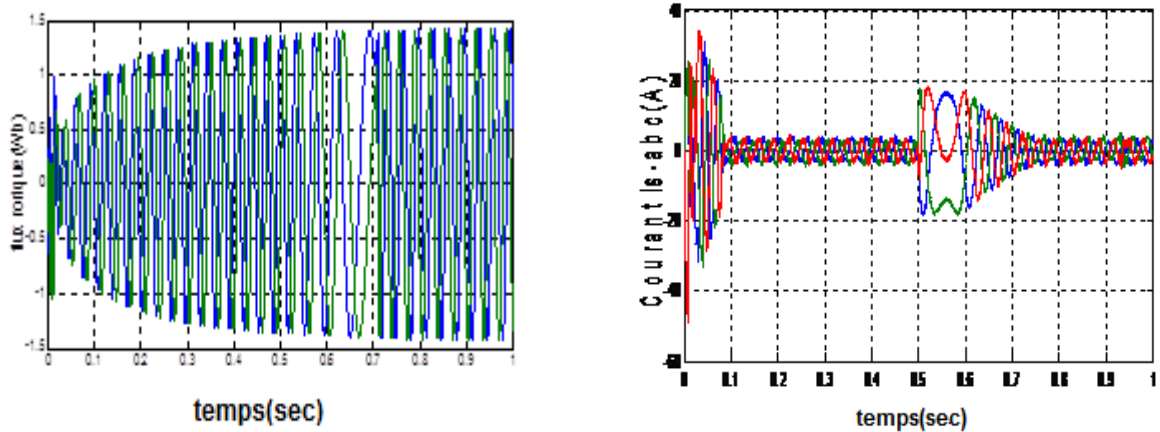


Fig. III- 10:Test un démarrage avec variation de la charge.

#### III.4.2 Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse:

Les résultats de la fig (III.11) ont été obtenus suite à un démarrage à vide suit par une variation de la consigne de vitesse de  $100\text{rad/s}$  à  $-100\text{rad/s}$ , à partir de l'instant  $t=0.5\text{s}$ , nous avons remarquons que la réponse en vitesse est très satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précise. Que la machine tourne à la vitesse de  $+100\text{rad/s}$  ou à vitesse du sens inverse de  $-100\text{rad/s}$  l'inversion de rotation de la vitesse permet de déduire que la commande est robuste la fig (III.11) met en évidence le découplage du flux sous l'action d'une inversion de vitesse.



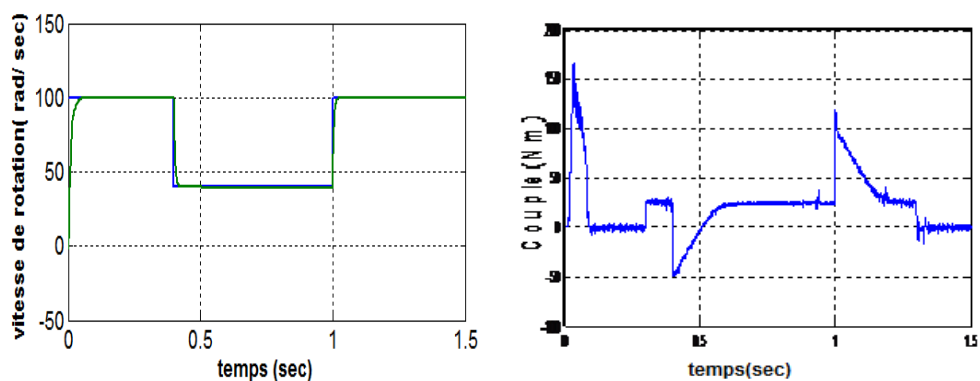


**Fig. III- 11:** Test d'une inversion de sens de rotation de la vitesse

### III.4.3 Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge:

Pour réaliser ce test nous avons varié la vitesse de  $100\text{rad/s}$  à  $40\text{rad/s}$  à l'instant  $t=0.4\text{s}$  puis de  $40\text{rad/s}$  à  $100\text{rad/s}$  à  $t=1\text{s}$ , cependant nous avons introduit un couple de charge  $C_r = 25\text{Nm}$  dans un intervalle  $t= [0.3, 1.4]\text{s}$  après un démarrage à vide la fig (III.12) montre que la réponse de régulation de la vitesse est très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement. Que le moteur tourne à vitesse nominale ou à vitesse réduite, les impacts de charge n'ont pas d'influence sur sa valeur.

Comme nous avons un découplage entre le flux et la variation de la vitesse. Le couple de charge n'a pas d'effet sur le flux rotorique, nous constatons qu'un fonctionnement à faible vitesse n'a pas de conséquence sur l'état magnétique du moteur. Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse.



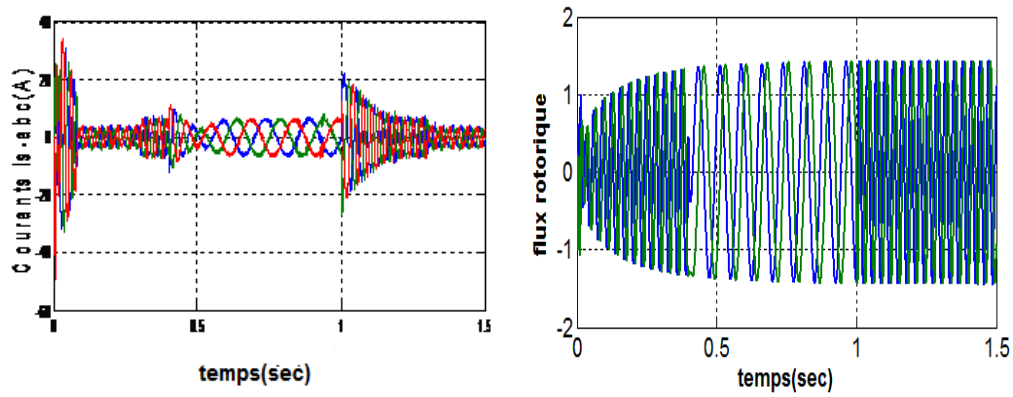
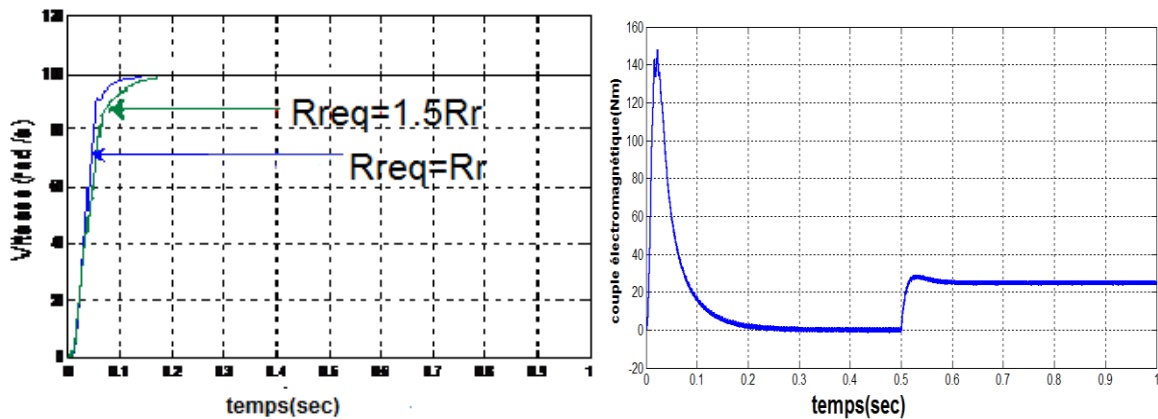


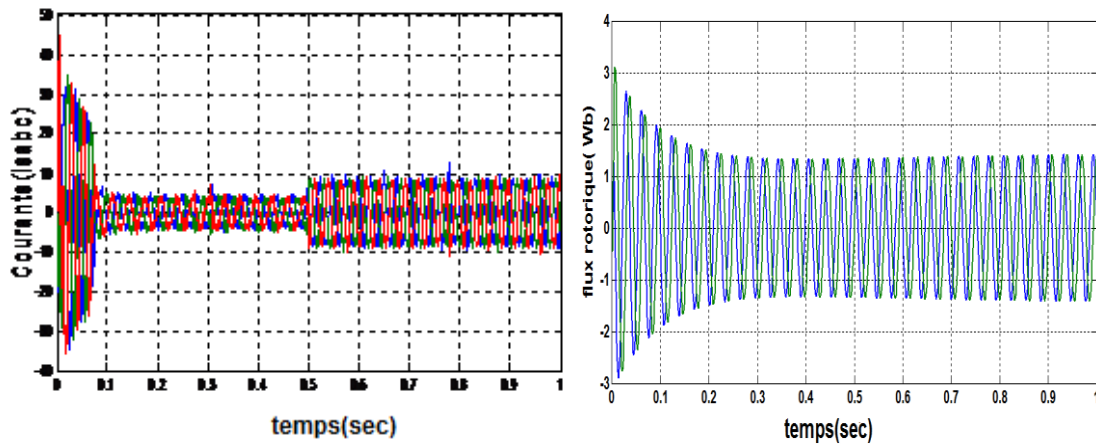
Fig. III- 12 :Test de variation de vitesse avec une application d'un couple de charge

#### III.4.4 Test de robustesse pour la variation de la paramétriques:

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique  $R_r$  sur le découplage entre le flux et le couple, entre le flux et la variation de la vitesse et la régulation de la vitesse par un régulateur flou. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de  $R_r$  (50%) illustré par la figu (III.13).

Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple et entre le flux et la variation de la vitesse est persiste. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.





**Fig. III- 13:**Test de robustesse pour la variation de la paramétriques

### III.5 Conclusion:

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone linéarisation.

Les résultats de simulation montrent un découplage parfait entre les deux sous systèmes (flux et vitesse). Les performances de cette commande sont satisfaisantes. Elle peut être employée pour des systèmes non linéaires mal modélisés.

## **Conclusion générale**

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe et le réglage par logique floue basé sur cette dernière.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite, nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

En revanche on trouve une complexité plus grande de la commande, et particulièrement lorsqu'il s'agit d'une commande en tension, ce qui nécessite des boucles de régulation en plus.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle une alternative à cette dernière pour résoudre ce problème c'est le réglage par logique floue.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur logique floue basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par logique floue est plus robuste que les régulateurs PI.

Finalement, pour améliorer les performances de la commande nous recommandons la régulation par logique floue basée sur la commande vectorielle directe.

- [1] O.ONDEL, "Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France,2006.
- [2] K. Brahmi, K. Gherbi, « *Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension* », PFE, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.
- [3] **chafik dass,ali benbouali** "commande vectorielle d'une machine asynchrone " Mémoire d'ingénieur;ecole militaire polytechnique ,UER.electrotechnique ,1999.
- [4] Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.
- [5] B.TARK"Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [6] P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [7] Choubar Khoutir modélisation de la machine asynchrone Mémoire d'ingénieur l'universite de m'sila 2006.
- [8] G.BUCHE, "*Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulin*", Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.
- [9] M. Hamata omar et m. Louchen nourdine « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [10] F.Chevrie et F.Guely, "cahier technique n=° 191 : la logique floue", groupe Schneider, 1998.
- [11] L.Baghli, "contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de nuerons et les algorithmes génétiques", Thèse Doctorat NANCY ,2003.
- [12] C. MINH "commande numérique de machines asynchrones par logique floue" Université Laval.
- [13] A. Kandel, and G. Langholz, editors, Fuzy Conbvl Systems, CRC Press, 1994.
- [14] M. Rue1 Introduction h la logique jâoue (Logique h valeurs multiples), Lévis, Québec 1991.
- [15] B. Kosko, Neural Networh and Fwzy Systems: A Dynamical System Approach tc Machine Intelligence, Prentice-Haü, Englewood Cliffs, N J., 1991.

- [16] O.Maamri I.Khalil ‘’Développement d’une commande vectorielle DTC d’une machine Asynchrone par la logique floue’’ Mémoire De fin d’étude d’ingénieur d’état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla2007
- [17] C. MINH "commande numérique de machines asynchrones par logique floue"Université Laval.
- [18] B. Kosko, Neural Network and Fwzy Systems: A Dynamical System Approach tc Machine Intelligence, Prentice-Haü, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [19] G.Cicarela, M.Dlla Mora, A.Germani, "A Luenberger-Like observer For Non linear systems", Int.J.Control, vol.57,n.3, 1993.
- [20] B.TARK "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST",Mémoire d’ingénieur, université de Batna 2003.
- [21] P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.

Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisé dans nos simulations sont :

➤ Puissance nominale :	<b><i>1.1 kW</i></b>
➤ Tension nominale :	<b><i>230/400 V</i></b>
➤ Vitesse nominale :	<b><i>1410 tr/mn</i></b>
➤ Fréquence :	<b><i>50 Hz</i></b>
➤ Courant nominale :	<b><i>2.85A</i></b>
➤ Résistance d'une phase statorique :Rs	<b><i>1.2 Ω</i></b>
➤ Résistance d'une phase rotorique :Rr	<b><i>1.8Ω</i></b>
➤ Inductance cyclique statorique :Ls	<b><i>0.274 H</i></b>
➤ Inductance cyclique rotorique :Lr	<b><i>0.274 H</i></b>
➤ Mutuelle cyclique stator-rotor :M	<b><i>0.258 H</i></b>
➤ Nombres de paires de poles :p	<b><i>2</i></b>
➤ Moment d'inertie :J	<b><i>0.031 kg.m<sup>2</sup></i></b>
➤ Coefficient de frottement :f <sub>1</sub>	<b><i>0.001136 kg.m<sup>2</sup>/S</i></b>
➤ Rendement nominale :η <sub>n</sub>	<b><i>0.78</i></b>
➤ Facteur de puissance nominale :Fp	<b><i>0.8</i></b>