

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF- M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU  
DIPLOME MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

## **THEME**

---

**Commande adaptative floue d'un moteur**

**Asynchrone**

---

Proposé et dirigé par :

- Dr. BELHAMDI. Saad

Présenté par :

-FERHAT. Hadjer

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2015/2016

N° d'ordre : CSE-211.

# ***Dédicaces***

*A mes très chers parents*

*A mes frères et mes sœurs*

*A toute ma famille*

*A toutes mes amies*

*F. HADJER*

## ***Remerciements***

*Je Remercie tout d'abord ALLAH le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

*Je tiens de remercier Monsieur BELHAMDI Saad, pour avoir encadré mon travail de fin d'étude.*

*A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.*

*Je remercie tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail et pour l'intérêt qu'il porte à ce dernier.*

*Je tiens à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire.*

*Enfin je tiens à remercier également tous mes collègues de la promotion 2015-2016 pour leur aide inestimable.*

# *Sommaire*

---

## **Sommaire**

<b>Liste des figures</b> .....	V
<b>Liste des tableaux</b> .....	VII
<b>Notation et Symboles</b> .....	VIII
<b>Introduction Générale</b> .....	1
 <b><i>Chapitre I : Modélisation de la MAS en vue de sa commande</i></b> 	
I.1.Introduction : .....	3
I.2. Description : .....	3
I.3. Principe De Fonctionnement : .....	3
I.4 .Hypothèse Simplificatrices : .....	3
I.5. Modélisation De La Machine Asynchrone: .....	4
I.5.1. Machine Triphasée : .....	4
I.5. 2. Equation De La Machine Asynchrone En Régime Dynamique: .....	4
I.5.2.1. Equation Electrique.....	4
I.5.2.2.Equations Magnétique: .....	5
I.5.2.3. Equation Mécanique : .....	6
I.5.3. Transformation De Park Appliquée à La MAS: .....	7
I.5.3.1.Equation Électrique : .....	8
1.5.3.2. Equation Du Flux : .....	8
I.5.3.3. Choix Du Repère : .....	9
I.5.3.4. Référentiel Immobilable Au Champ Tournant (Système d, q) : .....	9
I.5.3.5. Equation Du Couple Electromagnétique : .....	10
1.5.3.6. Equation D'état Du Modèle De La Machine Asynchrone: .....	10
I.6. Alimentation De La Machine Asynchrone : .....	12
I.6.1.Commande De L'onduleur De Tension à MLI Naturelle (sinus-triangle) : .....	14
I.7 Simulation De La MAS: .....	16
I.7.1. Résultat De Simulation: .....	16
I.8.Conclusion : .....	19
 <b><i>Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone</i></b> 	
II.1. Introduction .....	20
II.2 Principe De La Commande Par Orientation De Flux .....	20
II.3.Commande Vectorielle Direct .....	22
II. 4.Commande Vectorielle Indirect.....	23

II.4.1. Découplage .....	25
II.4.2. Bloc de défluxage .....	28
II.4.3. Régulation.....	29
II.4.4. Calcul des régulateurs.....	29
II.5. Résultats De Simulation .....	32
II.5.1. Test de variation de la Vitesse de Référence .....	34
II.5.2. Teste de variation de la Résistance Rotorique .....	35
II.6. Conclusion .....	36

### ***Chapitre III: Application de la logique floue a la commande de la MAS***

III.1. Introduction .....	38
III.2. Principe De La Logique Floue .....	38
III.3. Système Flou et Contrôleur Flou .....	39
III.3.1. Système Flou .....	39
III.3.2. Constitution D'un Système Flou .....	39
III.3.2.1. Élément De Base De La Logique Floue .....	40
III.3.2.2. Différente Formes Des Fonctions D'appartenances.....	41
III.3.2.3. Intervalles D'inférence .....	43
III.3.2.4. Variable Linguistique .....	43
III.3.2.5. Opérateurs De La Logique Floue .....	44
III.4. Réglage flou appliqué à la commande Vectorielle indirecte.....	45
III.4.1. Régulateur Flou A Trois Ensembles .....	46
III.4.2. Régulateur Flou A Cinq Ensembles .....	47
III.4.3. Schéma De Commande De La MAS.....	48
III.5. Résultat de Simulation .....	48
III .5.1. Test de variation de la vitesse de référence.....	49
III.5.2. Test de Variation de la résistance rotorique .....	51
III.6. Conclusion.....	52

### ***Chapitre IV: Application de la Commande floue Adaptative à la MAS***

IV.1. Introduction.....	53
IV.2. Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC).....	54
IV. 3. Mise En Œuvre De La Commande Floue Adaptative.....	55
IV.4. Description du Contrôleur Flou Adaptative utilise .....	56
IV.4. Résultat de Simulation .....	57

---

IV.4.1. Test de variation de la vitesse de référence.....	59
IV.4.2 Test de variation de la résistance rotorique.....	60
IV.6. Conclusion .....	61

***Chapitre V : Etude Comparative entre les techniques de commandes  
Appliquée à la MAS***

V.1. Introduction .....	62
V.2. Fonctionnement Nominal De la Machine Asynchrone .....	62
V. 3. Testes de Robustes Pour les Trois types de Commandes.....	64
V. 3.1 Fonctionnement De la Machine Lors de la Variation de la Vitesse .....	64
V. 3.2. Fonctionnement De la Machine Lors de la Variation de la Résistance Rotorique	65
V.4. Conclusion.....	67
<b>Conclusion Générale</b> .....	68

**Annexe**

**Bibliographies**

**Résumé**

# *Liste des figures*

---

## *Liste des figures*

### *Chapitre I : Modélisation de la MAS en vue de sa commande*

<b>Figure (1-1)</b> : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.....	4
<b>Figure (1-2)</b> : Transformation Des enroulments réels en enroulments équivalents ( u,v).....	7
<b>Figure (1-3)</b> :Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS.....	13
<b>Figure (1-4)</b> : Génération d'une <i>MLI</i> naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz.....	15
<b>Figure (1-5)</b> : Génération d'une <i>MLI</i> naturelle pour un signal de la porteuse de 2kHz.....	15
<b>Figure (1-6)</b> : Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	16
<b>Figure (1-7)</b> : Simulation de la MAS en boucle ouverte alimentée en tension alternative avec application de charge ( $C_r = 5\text{N.m}$ , à $t = 1\text{s}$ ).....	17
<b>Figure (1-8)</b> : Simulation de l'association Onduleur_MAS avec application de charge ( $C_r = 5\text{N.m}$ , à $t = 1\text{s}$ ).....	18

### *Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone*

<b>Figure (2-1)</b> : Principe de commande par orientation du flux.....	20
<b>Figure (2-2)</b> : Principe de la commande vectorielle.....	22
<b>Figure (2-3)</b> : Modèle de la machine.....	26
<b>Figure (2-4)</b> : Découplage par addition des termes de compensation.....	28
<b>Figure (2-5)</b> : Commande découplée.....	28
<b>Figure (2-6)</b> : Bloc de défluxage.....	29
<b>Figure (2-7)</b> : Représentation de la commande par PI.....	29
<b>Figure (2-8)</b> : Boucle de régulation du courant $i_{ds}$ .....	30
<b>Figure (2-9)</b> : boucle de régulation PI de la vitesse.....	31
<b>Figure (2-10)</b> :Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.....	32
<b>Figure (2-11)</b> : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.....	33
<b>Figure (2-12)</b> : Résultats de simulation de FOCappliquée à la MAS après la variation de $\Omega^*=150 \text{ rad/s}$ à $t=2\text{s}$ .....	35
<b>Figure (2-13)</b> : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS avec la variation de $R_r = 2 \cdot R_{rn}$ .....	36

### *Chapitre III: Application de la logique flou à la commande de la MAS*

<b>Figure (3-1)</b> :Traitement flou.....	39
<b>Figure (3-2)</b> :Schéma générale d'un bloc fonctionnel flou.....	39

<b>Figure (3-3)</b> : Niveaux d'appartenance en logique booléenne .....	41
<b>Figure (3-4)</b> : Niveaux d'appartenance en logique floue.....	41
<b>Figure (3-5)</b> : Différentes formes de la fonction d'appartenance .....	42
<b>Figure (3-6)</b> : Représentation des variables linguistiques .....	44
<b>Figure (3-7)</b> : Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse .....	45
<b>Figure (3-8)</b> : Formes des fonctions d'appartenance .....	46
<b>Figure (3-9)</b> : les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue .....	47
<b>Figure (3-10)</b> : structure de réglage par un PI flou de la vitesse d'un MAS .....	48
<b>Figure (3-11)</b> : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'un charge à( $t=1s$ , $C_r=5Nm$ ) .....	49
<b>Figure (3-12)</b> : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'un charge à ( $t=1s$ , $C_r=5Nm$ ) et $\Omega^*=120$ (rad /s) puis $\Omega^*=150$ (rad /s) à $t=2s$ .....	50
<b>Figure (3-13)</b> : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'un charge à( $t=1s$ , $C_r=5Nm$ ), $\Omega^*=120$ (rad /s) et $R_r=2*R_{rn}$ .....	51
<b><i>Chapitre IV : Application de la Commande floue adaptative à la MAS</i></b>	
<b>Figure (4-1)</b> : Structure de base de la commande adaptative utilisée.....	53
<b>Figure (4-2)</b> : Structure du contrôleur flou adaptatif utilisé pour la commande de vitesse de la MAS. ....	54
<b>Figure (4-3)</b> : Schéma block de la commande adaptative par modèle de référence.....	54
<b>Figure (4-4)</b> :Schéma bloc de la commande proposée .....	57
<b>Figure (4-5)</b> : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte adaptative floue de la MAS avec application d'un charge à ( $t=1s$ , $C_r=5Nm$ ).....	59
<b>Figure (4-6)</b> : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte adaptative floue de la MAS avec application d'un charge à( $t=1s$ , $C_r=5Nm$ ) et $w^*=120rad/s$ puis $150rad/s$ a $t=2s$ 60	
<b>Figure (4-7)</b> : Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte adaptative floue de la MAS avec application d'un charge à( $t=1s$ , $C_r=5Nm$ ) , $w^*=120rad/s$ et $R_r=2*R_{rn}$ .....	61
<b><i>Chapitre V : Etude Comparative entre les techniques de commande Appliquée à la MAS</i></b>	
<b>Figure (5-1)</b> : Résultats de simulation des trois méthodes de commandes lors de l'application Les trois méthodes de commandes.....	63
<b>Figure (5-2)</b> : Résultats de simulation avec variation de vitesse de référence .....	65
<b>Figure (5-3)</b> : Résultats de simulation lors d'une variation paramétrique ( $R_r=2*R_{rn}$ ).....	67



# *Liste des tableaux*

---

## *Liste des tableaux*

### *Chapitre III : Application de la logique floue à la commande de la MAS*

**Tableau (3-1)** : Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous ..... 43

**Tableau (3-2)** : Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable..... 46

**Tableau (3-3)** : Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable ..... 47

### *Chapitre V : Application de la Commande floue Adaptative à la MAS*

**Tableau (4-1)** : Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable..... 57

# *Notation et Symbole*

---

## *Notation et symbole*

### *Acronymes*

<i>MAS</i>	Machine Asynchrone.
<i>MCC</i>	Machine à Courant Continue.
<i>DFOC</i>	Direct Field Oriented Control.
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion.
<i>MRAC</i>	Commande Adaptative Avec Modèle de Référence.
<i>FC</i>	Fuzzy Controller.
<i>CV</i>	Commande Vectorielle.
<i>PI</i>	Correcteur Proportionnelle Intégrateur.

### *Symboles*

$a, b, c$	Indices correspondants aux trois phases.
$s, r$	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
$d, q$	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
$\theta$	Position du rotor par rapport au stator [rad].
$\theta_s$	Angle électrique entre l'axe $d$ et le stator ( $S$ ) lié au stator [rad].
$\theta_r$	Angle électrique entre le rotor et l'axe « $d$ » [rad].
$f$	Coefficient de frottement [ $N.m.s^2 / rad^2$ ].
$R_s$	Résistance statorique [ohm ( $\Omega$ )].
$R_r$	Résistance rotorique [ohm ( $\Omega$ )].
$L_s$	Inductance cyclique statorique [Henry (H)].
$L_r$	Inductance cyclique rotorique [Henry (H)].
$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsation statorique et rotorique [rad /s].
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique [tr /min].

---

$C_e$	Couple électromécanique [Nm].
$C_r$	Couple résistant [Nm].
$p$	Nombre de pair de pôle.
$J$	Moment d'inertie [ $Kg.m^2$ ].
$\omega$	Vitesse de rotation électrique [rad/s].
$M_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle [Henry (H)].
$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées [V].
$[V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées [V].
$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées [A].
$[I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées [A].
$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées [Wb].
$[\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées [Wb].
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$T_s$	Constante de temps statorique[s].
$T_r$	Constante de temps rotorique[s].
$\phi_r$	Flux rotorique [Wb].
$\phi_s$	Flux statorique [Wb].
$V_{sd}$	Tension statorique instantanée dans l'axe <b>d</b> [V].
$V_{sq}$	Tension statorique instantanée dans l'axe <b>q</b> [V].
$i_{sd}$	Courant statorique instantanée dans l'axe <b>d</b> [A].
$i_{sq}$	Courant statorique instantanée dans l'axe <b>q</b> [A].
$\phi_r^*$	Flux rotorique de référence [Wb].
$\Omega^*$	Vitesse rotorique de référence.

---

$k_i$	Constante du gain intégrateur.
$k_p$	Constante du gain intégrateur.
P	Opérateur de Laplace.
$T_d$	Coefficient du régulateur du courant sur l'axe <b>d</b> .
$K_v, T_v$	Coefficients du régulateur de vitesse dans le cas d'une commande indirecte.
$T_{vd}$	Retard dans la boucle de régulation de vitesse [s].
$T_{vf}$	Retard dû au filtre de vitesse [s].
$\mu(x)$	Degré d'appartenance.

# *Introduction*

## *Générale*

---

## ***INTRODUCTION GENERALE***

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, **65%** de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plus part sont asynchrones. Ce type de moteur est de plus en plus utilisé en industrie pour de différentes applications telles que le transport (*TGV*), la robotique et les véhicules. On doit aussi noter qu'ils sont en voie de remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans beaucoup de domaines tels que l'aérospatiale, les portes de métro, etc... [1]

Le moteur asynchrone présente beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commande forcée. [2]. [1])

Avec les développements récents de l'électronique de puissance et de commande, les techniques de la commande vectorielle (*CV*) de la *MAS* ont, ces dernières années, largement gagné le terrain des applications de hautes performances. Celles-ci sont similaires à celles obtenues par la machine à courant continu à excitation séparée et elles demeurent fondamentalement les raisons essentielles d'utilisation accrue de la *MAS*. Ainsi, la *CV* permet de transformer la commande de la *MAS* en une commande linéaire en créant artificiellement deux axes indépendants pour la commande du flux et du couple [3].

Tout système de commande (régulation) nécessite des informations sur les grandeurs à réguler. Dans notre étude, les régulations de flux et de vitesse sont indispensables. Or, ces grandeurs sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse). La commande de la machine asynchrone devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. [1], [2] [4].

En effet, il représente une fonctionnalité particulière stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques. La logique floue, les réseaux de neurones ainsi que les algorithmes génétiques constituent une famille qui dérivent de

l'intelligence artificielle [5], [6]. En effet, l'analyse de l'aspect structurel et fonctionnel des systèmes naturels, en particulier les systèmes biologiques et les mécanismes de la pensée humaine a permis de développer des approches théoriques pour l'analyse des systèmes de commande. Afin de résoudre les problèmes de décision (commande) ou pour décrire le comportement dynamique du système inconnu ou mal défini, une approche linguistique floue est utilisée par une condition de type (*Si-Alors*) basée sur l'imitation des aspects approximatifs qualitatifs du raisonnement humain qui est plus connue sous le vocable de la logique floue. Cette théorie est introduite pour la première fois par le professeur Lotfi A. **Zadeh** en 1965 par la publication d'un article sur les ensembles flous et la théorie des possibilités qui représentent et utilisent des connaissances imprécises, vagues et incertaines. Cette logique basée sur le concept d'incertitude, et très proche de raisonnement humain. Elle présente beaucoup d'avantages spécialement pour les systèmes non linéaires.

Face aux limitations des régulateurs conventionnels, le contrôle adaptatif a pour but d'améliorer les performances combinées à la logique floue, il donne de meilleures performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contre partie, il demande un calcul relativement plus complexe. [5], [7]

Le travail est structuré comme suit:

Dans le premier chapitre, est consacré à la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.

Le deuxième chapitre est consacré l'étude de la commande vectorielle en particulier la commande vectorielle indirecte et son application à la machine.

Le troisième chapitre fera l'objet de la présentation de la théorie de la logique floue. La description de cet outil est faite d'une façon qui permet au lecteur d'avoir une idée sur la richesse et la diversité des solutions qui peuvent être ajoutées grâce à cet outil. Un exemple de contrôleur flou est traité dans un but de montrer l'application de cette théorie dans notre cas.

La quatrième chapitre est concernée par l'utilisation de la commande floue adaptative. La structure du régulateur flou adaptatif que nous avons utilisé avec les trois structures de régulateurs développés est détaillée.

Le cinquième chapitre étudie comparative entre les techniques de commande à état présentée.

# *Chapitre I*

---

*Modélisation de la MAS en vue de sa  
Commande*

---

## I.1.Introduction :

L'étude analytique de la MAS s'appuie sur deux approches différentes. La première est basée sur les grandeurs physiques, telles que les inductions magnétique et les densités de courant électrique, elle s'adresse de plus près aux constructeurs. Elle est plus précise mais très complexe. La deuxième est basée sur les grandeurs électriques, présente moins de précision et s'adresse aux concepteurs d'ensembles machine \_ convertisseur.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement une modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle mathématique doit être assez précis et suffisamment représentatif de système physique afin de permettre une conception convenable des contrôleurs d'une part et d'effectuer des simulations faibles d'autres parts.

## I.2. Description :

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de  $120^\circ$ . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil [8].

## I.3. Principe De Fonctionnement :

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique (lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor [9].

## I.4 .Hypothèse Simplificatrices :

Les hypothèses simplificatrices suivantes ont été prises en compte [10] :

- entrefer constant;
- effet des encoches négligé;
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante;
- pertes ferromagnétiques négligeables;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux;
- la constance des inductances propres.

- une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

### I.5. Modélisation De La Machine Asynchrone:

#### I.5.1. Machine Triphasée :

La machine est supposée triphasée au rotor et stator, elle est représentée schématiquement par la figure (1-1)

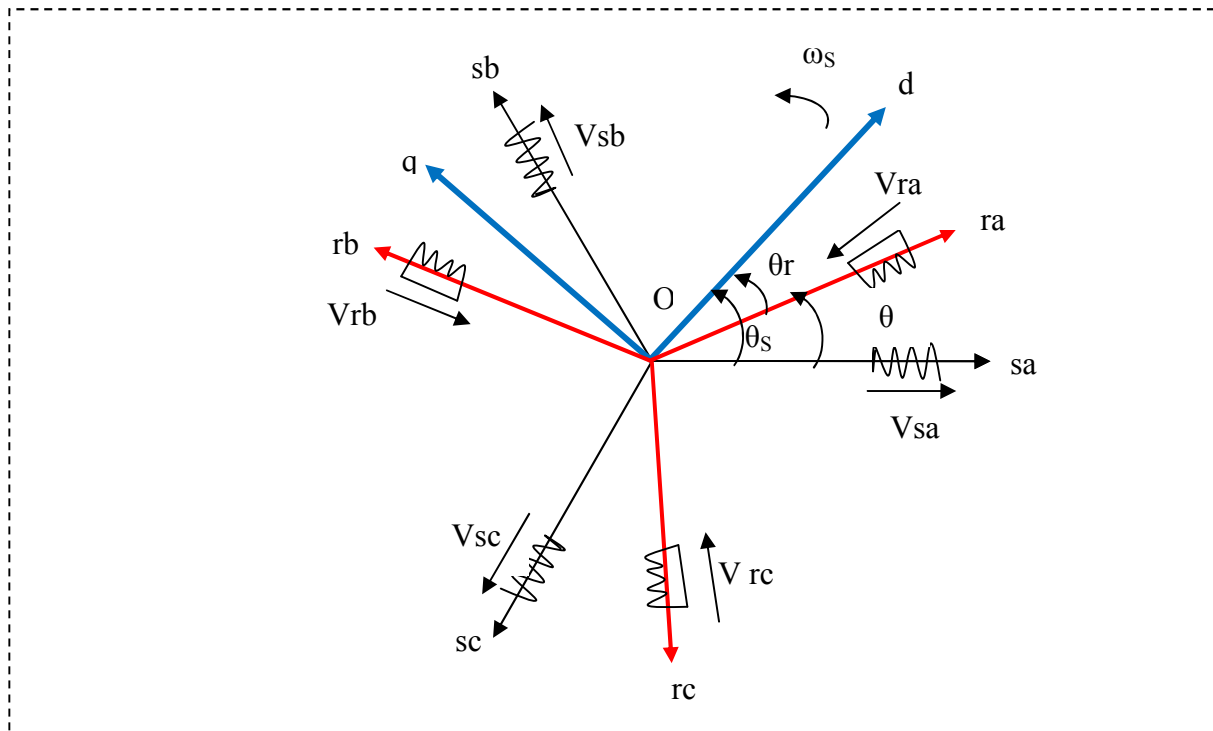


Figure (1-1) : Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

D'après la figure (1-1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor (qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil.) avec l'indice(r).

#### I.5. 2. Equation De La Machine Asynchrone En Régime Dynamique:

Dans le cadre des hypothèses précédente et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, Les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante.

##### I.5.2.1. Equation Electrique [10] :

Pour le stator :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \tag{I.1}$$

Pour le rotor

$$[V_r] = R_s [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.2)$$

### I.5.2.2. Equations Magnétique:

Pour stator :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (I.3)$$

Pour rotor :

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{sr}]^T [I_s] \quad (I.4)$$

Les valeurs instantanées des tensions et des courants de phase du stator et du rotor sont données respectivement par :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$$

$$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques.

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles stator – rotor  $[L_{sr}]$  s'écrit sous la forme :

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[L_{sr}]^T = [L_{sr}]$$

Avec :

$l_s$  : inductance propre des phases statoriques.

$l_r$  : inductance propre des phases rotoriques.

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

$M_s$  : inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$  : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

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

### I.5.2.3. Equation Mécanique :

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem ) mais aussi des paramètres mécanique (couple ,vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{f\omega}{p} + C_r \quad (I.6)$$

Avec :

$J$  : moment d inertie de la machine  $[Kgm^2]$  .

$f$  : coefficient de frottement.  $[N.m / rad / s]$  .

$C_r$  : couple résistant impose a l arbre de la machine  $[N.m]$  .

$C_e$  : couple électromagnétique développe par la machine  $[N.m]$  .

$\omega$  : vitesse rotorique électrique  $[rad / s]$  .

$p$  : nombre de paires de pôles.

$\Omega$  : vitesse mécanique donnée par :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$  .

En faisant substituer les matrices de flux par les matrices des inductances on aboutit à :

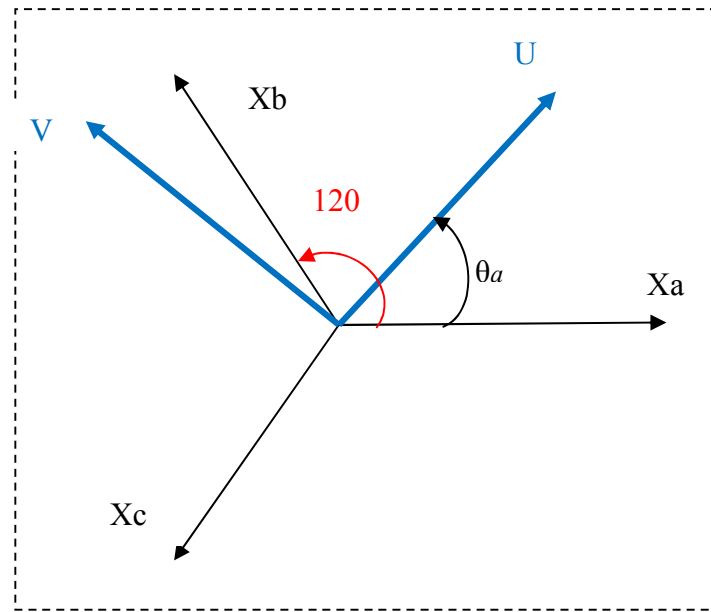
$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_r] \} \quad (I.7)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [I_s] \} \quad (I.8)$$

Les équations (I.7) et (I.8) représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces dernières équations se heurte a des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (I.5) varient en fonction du temps d'ou le passage au modèle de Park.

### I.5.3. Transformation De Park Appliquée à La MAS:

Le modèle de Park est la substitution du modèle triphasé (Equation différentielles à coefficients variables). par le modèle biphasé caractérisé par deux axes orthogonaux U et V (U axe direct et V axe en quadrature) qui a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres du modèle indépendantes de la rotation. La figure (1.2) présente le système d'un axe réel triphasé ( $X_a$ ,  $X_b$ ,  $X_c$ ) et le système d'axe fictif (U, V) [10].



**Figure (1-2) :** Transformation Des enroulements réels en enroulements équivalents ( u,v)

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_O \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

(XU, XV) système biphasé équivalent se positionnant a  $\theta_a$  près

X : représente une tension, un courant ou un flux

$X_O$  : Composante homopolaire (pour les systèmes triphasés équilibrés, la composante homopolaire est nulle).

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

D'où se matrice inverse  $p(\theta_a)^{-1}$

$$P(\theta_a)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - 2\frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + 2\frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$[P(\theta_a)]$  : Matrice de transformation de Park.

L'angle  $\theta_a$  dans la matrice  $[P(\theta_a)]$ , prend la valeur ( $\theta_s$ ) pour les grandeurs statoriques et la valeur ( $\theta_r$ ) pour les grandeurs rotoriques.

Avec:

- $\theta_a$  angle de positionnement de l'axe (U, V) par rapport a l'axe réel (Xa, Xb, Xc)
- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  vitesse de coordonnée de l'axe (U,V) .

### 1.5.3.1. Equation Électrique :

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes U et V.

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans ce système après transformation s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ \omega_a - \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

### 1.5.3.2. Equation Du Flux :

$$\begin{cases} \phi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \phi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  Inductance cyclique propre du stator.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  Inductance cyclique mutuelle propre de l'effet des trois phases statoriques sur

une phase du stator.

De la même manière pour le rotor ,on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ur} = L_r i_{us} + M i_{us} \\ \phi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{cases} \quad (I.15)$$

Avec :  $L_r = l_r - M_r$  Inductance cyclique propre du rotor.

### I.5.3.3. Choix Du Repère :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut fixer le repère (u, v) au stator ou au rotor ou au champ tournant, rappelons que le repère (u, v) est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles de transformation de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$  afin d'effectuer les rotations, on peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant [10].

- Dans un référentiel lié à un champ tournant, l'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'en faire aisément la régulation où on a besoin d'une orientation du flux.
- Dans un référentiel lié au stator pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Dans un référentiel lié au rotor pour l'étude des grandeurs statoriques.

### I.5.3.4. Référentiel Immobile Au Champ Tournant (Système d, q) :

Les axes de référence sont tournantes au synchronisme d'où :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \omega_a = \omega_s \quad \omega_r = \omega_a - \omega = \omega_s - \omega$$

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (I.16)$$

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.19)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (I.20)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.21)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

### 1.5.3.5. Equation Du Couple Electromagnétique :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.22)$$

### 1.5.3.6. Equation D'état Du Modèle De La Machine Asynchrone:

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  et comme perturbation le couple résistant  $C_r$ . Elle peut être décrite par Plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ( $i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$ ).

En remplaçant les expressions (I.20) et (I.21) dans l'équation (I.19), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = \left( -\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\omega_s i_{ds} + \left( -\frac{1}{\sigma T_s} - (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.23)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.24)$$

Avec :

$$X = \left[ i_{ds} i_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr} \right]^T \quad \text{Vecteur d'état ; } \dot{X} = \left[ \dot{i}_{ds} \dot{i}_{qs} \dot{\phi}_{dr} \dot{\phi}_{qr} \right]^T$$

$$U = \left[ V_{ds} V_{qs} \right] \quad \text{Vecteur de commande.}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right) \omega & \frac{1-\sigma}{MT_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

la matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Avec :

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{Coefficient de dispersion.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique.}$$

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

Dans le but de simplifier la réalisation par Simulink la matrice  $[A]$  peut être décomposée de la forme suivant :

$$A = [A_1] + \omega [A_2] + \omega_s [A_3]$$

Avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

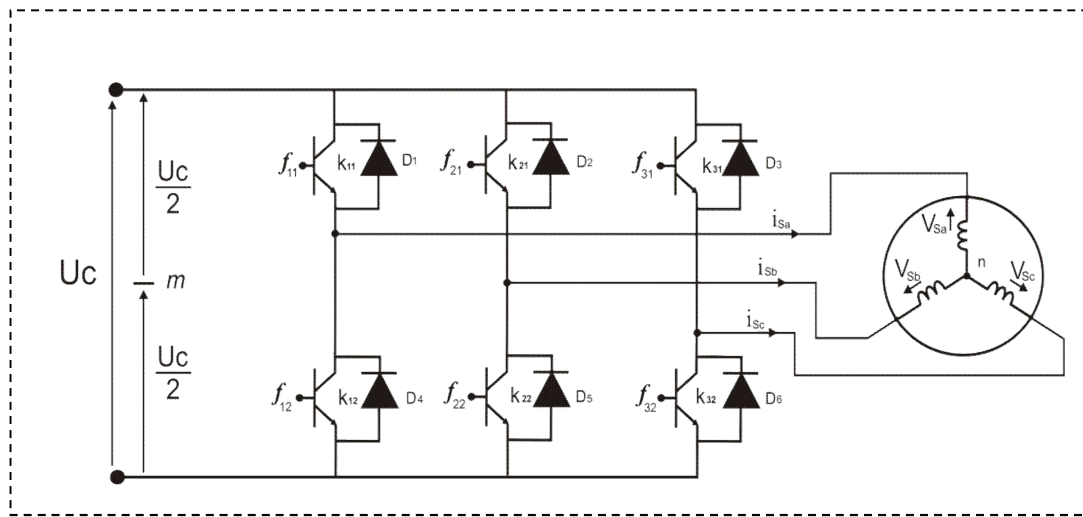
$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

## I.6. Alimentation De La Machine Asynchrone :

Un onduleur de tension triphasé est constitué de trois cellules (bras) de commutation de deux interrupteurs. Pour chaque interrupteur est formé par un transistor (ou un thyristor) monté en tête-bêche avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuitage de la source, les interrupteurs k11 et k12, k21 et k22, k31 et k32 doivent être contrôlé de manière complémentaire [11].

Le schéma structurel de l'onduleur de tension alimentant le stator du moteur asynchrone est donné par la figure (1-3) :



**Figure (1-3):**Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MAS.

On définit la fonction de connexion  $f_{ci}$  ( $c \in \{1, 2, 3\}$ ,  $i \in \{1, 2\}$ ) comme l'état de l'interrupteur  $k_{ci}$ , on a :

$$\begin{cases} f_{11} = 1 - f_{10} \\ f_{21} = 1 - f_{20} \\ f_{31} = 1 - f_{30} \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec :

$f_{ci} = 1$  si l'interrupteur est fermé.

$f_{ci} = 0$  si l'interrupteur est ouvert.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante, d'amplitude «Uc». Les potentiels des nœuds « a », « b » et « c » de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu fictif «n » sont donnés par les tensions suivantes :

$$\begin{cases} v_{an} = f_{11} U_c \\ v_{bn} = f_{21} U_c \\ v_{cn} = f_{31} U_c \end{cases} \quad (I.31)$$

Les tensions composées délivrées par cet onduleur sont donnés par :

$$\begin{cases} u_{sab} = U_c (f_{11} - f_{21}) \\ u_{sbc} = U_c (f_{21} - f_{31}) \\ u_{sca} = U_c (f_{31} - f_{11}) \end{cases} \quad (I.32)$$

Pour une charge triphasé équilibrée, couplé en étoile avec un neutre isolé, les tensions statoriques simples sont reliés par :

$$V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0 \quad (I.33)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (\text{I. 34})$$

Après arrangement les équations des deux systèmes (I. 32) et (I.34), on obtient le système matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}$$

### I.6.1. Commande De L'onduleur De Tension à MLI Naturelle (sinus-triangle) :

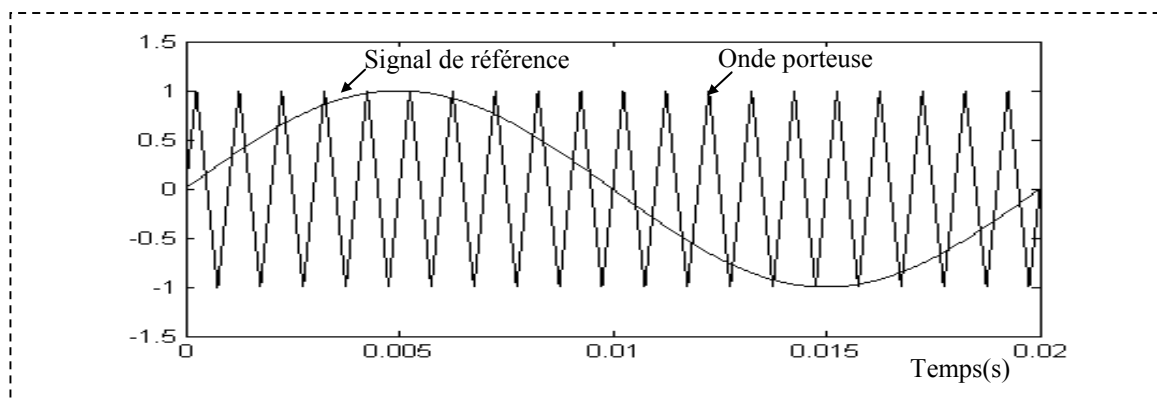
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux [12]:

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) 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 (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.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

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

Les figures (1-4), (1-5) représentent deux *MLI* générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 1-4) et 2kHz (figure 1- 5), avec le même signal sinusoïdal de référence. Ces *MLI* sont obtenues comme suit :



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

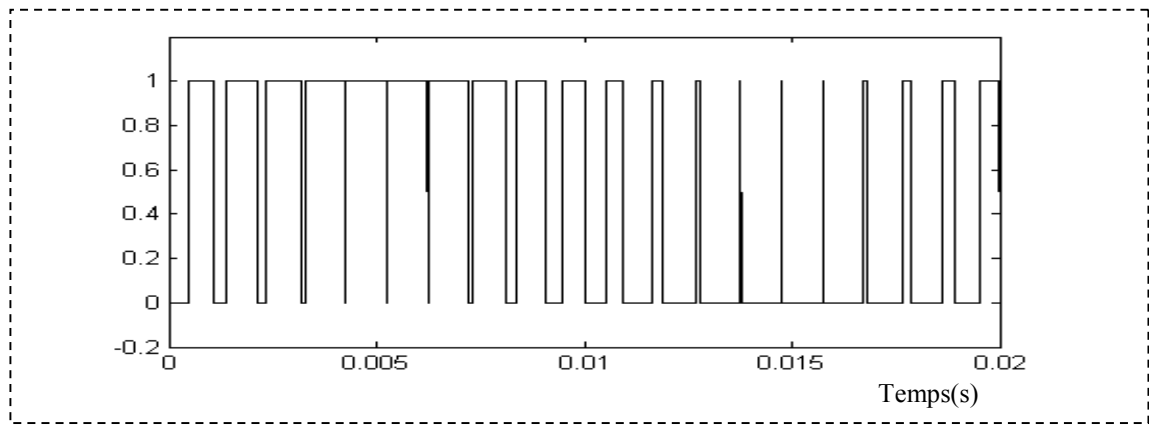
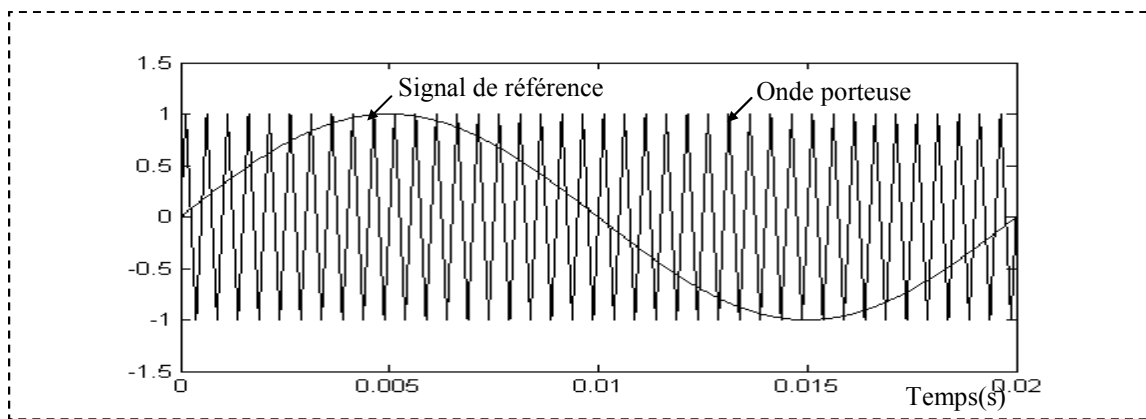


Figure (1-4) : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur

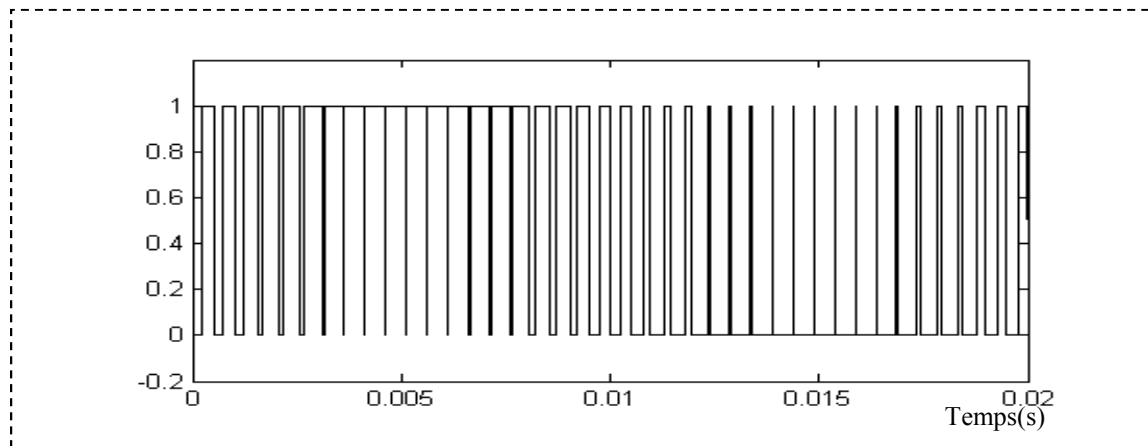


Figure (1-5) : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 2kHz.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne

peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques.

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement

### I.7 Simulation De La MAS:

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :

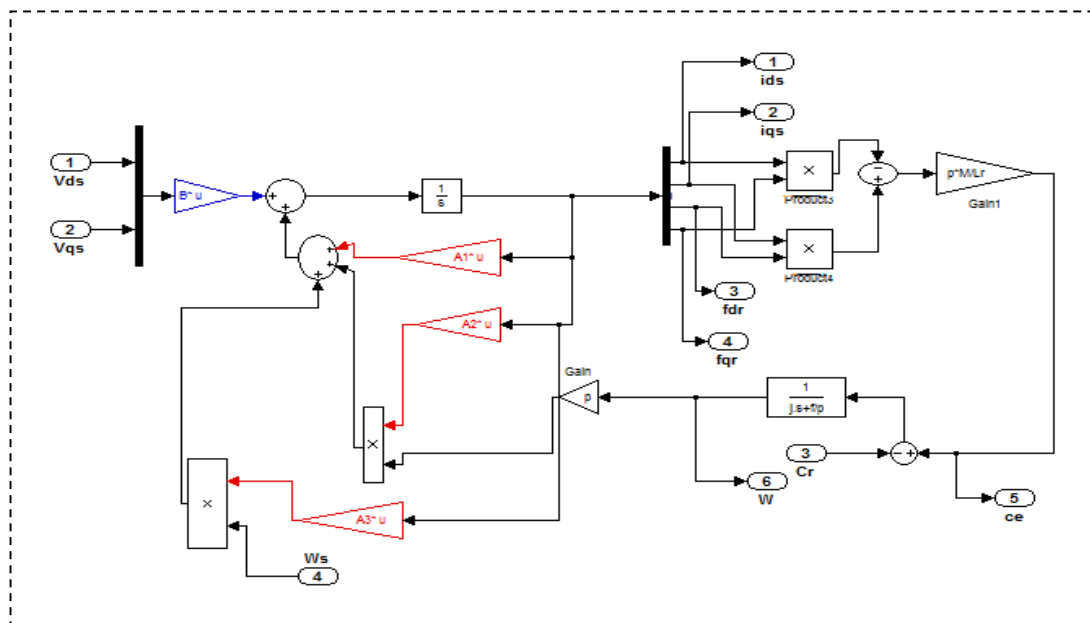


Figure (1-6) : Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

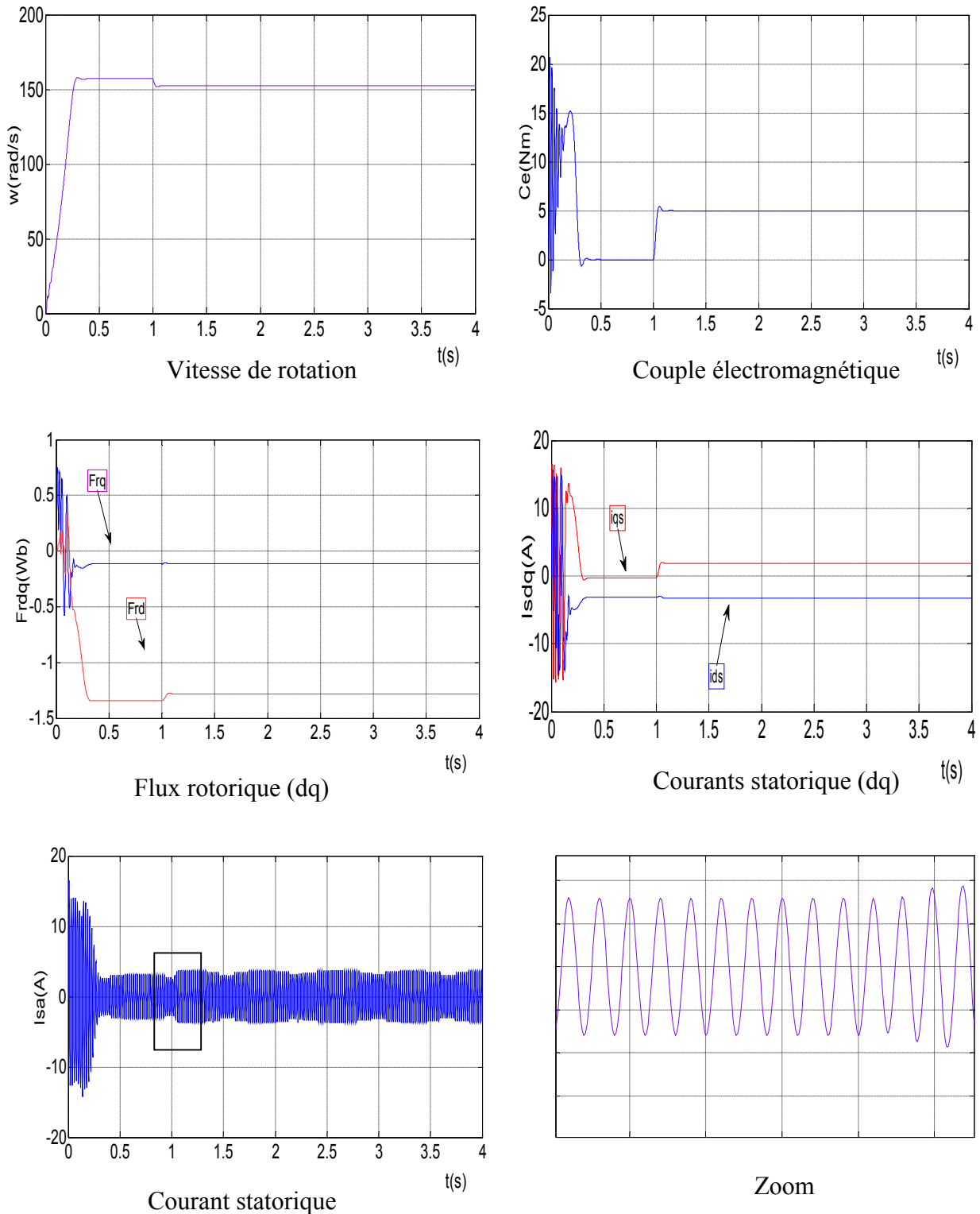
#### I.7.1. Résultat De Simulation:

Dans un objectif de vérifier le modèle que nous avons développé dans cette partie, une simulation en boucle ouverte est réalisé avec le logiciel *Matlab/Simulink*.

La figure (1-7) représente les allures de grandeurs électriques et mécaniques de la machine branchée directement sur le réseau. La figure (1-8) représente les résultats de simulation de la MAS associé à un onduleur de tension. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

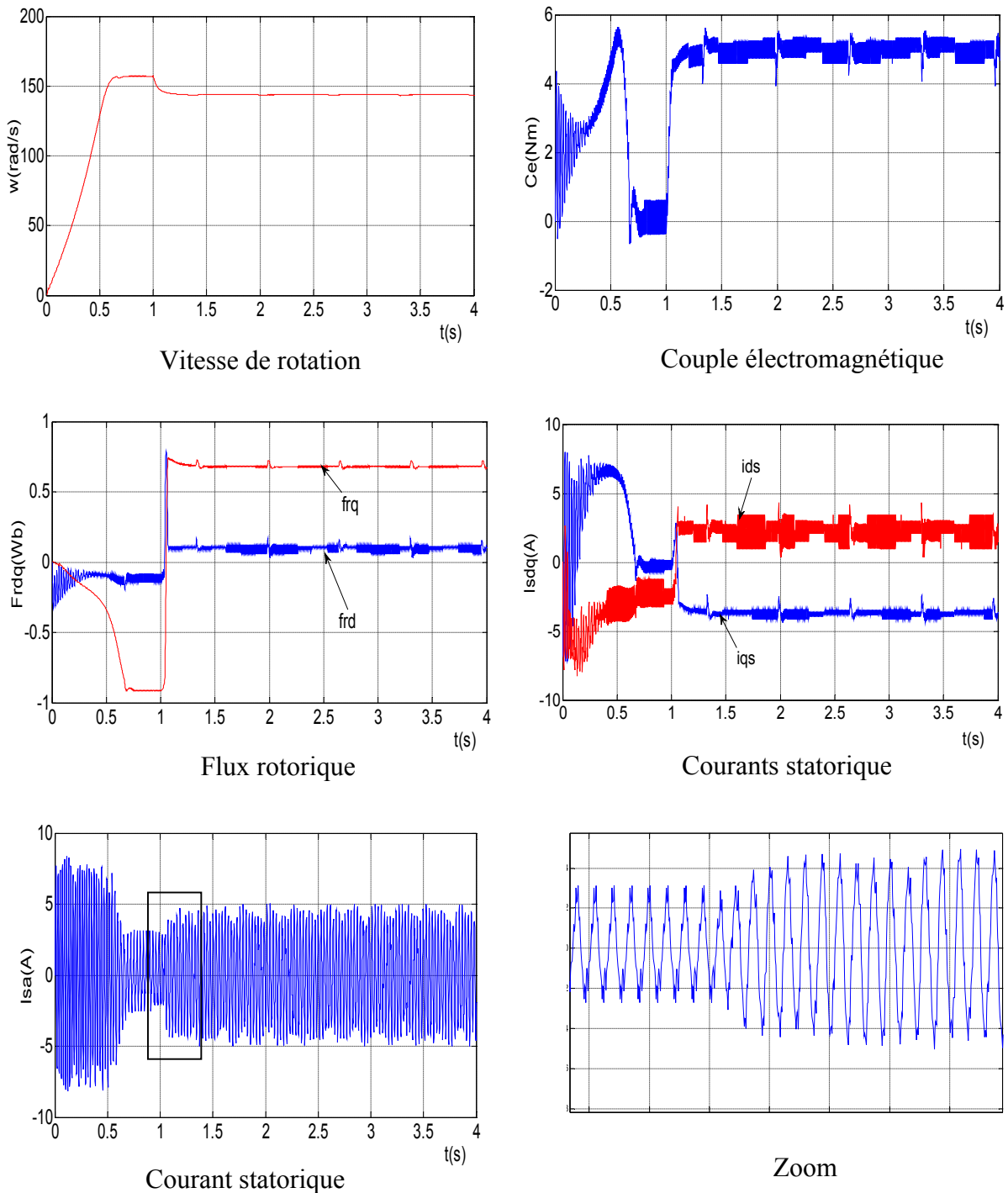
La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à la vitesse de synchronisme  $157 \text{ rad/s}$ . On remarque l'appel classique du courant (environ 5 fois la valeur nominale), nécessaire pour faire démarrer la machine, l'établissement de la vitesse à sa valeur nominale avec la présence d'oscillations qui sont beaucoup plus apparentes sur le couple.

L'application de charge avec un couple résistant ( $C_r$ ) de  $5 \text{ N.m}$  pendant  $1 \text{ s}$ , accompagnée d'une chute de vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.



**Figure (1-7) :** Simulation de la MAS en boucle ouverte alimentée en tension alternative avec application de charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ , à  $t = 1 \text{ s}$ ).

Pour l'association onduleur\_MAS figure (1-8). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle seul, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. On constate les mêmes performances avec la présence d'ondulation dues aux fréquences élevées de l'onduleur, on note aussi un régime transitoire relativement plus long.



**Figure (1-8) :** Simulation de l'association Onduleur\_MAS avec application de charge ( $C_r = 5$ N.m, à  $t = 1$ s).

**I.8.Conclusion :**

Ce premier chapitre, nous a permis de présenter la modélisation de la machine asynchrone tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices, puis on a procédé aux transformations dans le de Park, ce qui abouti aux modèles simplifiés. Ensuite,on a étudié la modélisation de la MAS associe à un onduleur de tension. La simulation en boucle ouverte était nécessaire pour valider ce modèle qui sera utilisé par la suite dans la commande.

# *Chapitre II*

---

*Commande Vectorielle de la machine  
Asynchrone*

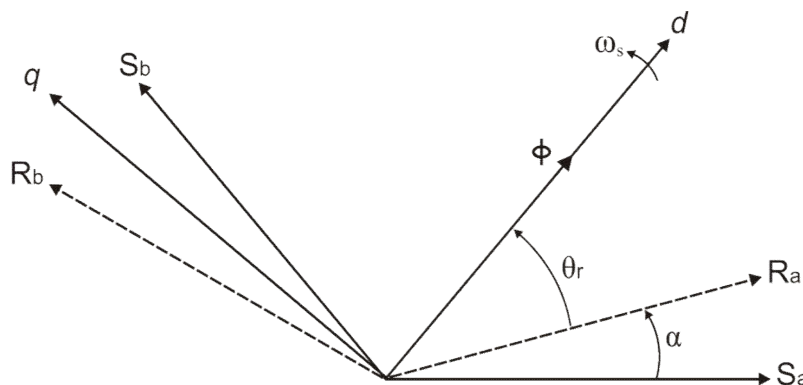
## II.1. Introduction :

La commande vectorielle à flux orienté, est la stratégie de commande la plus répandue dans le milieu industriel, pour des applications nécessitant de moyennes et grandes performances dynamiques. Développée par **Blaschke** au début des années **70**, il aura toutefois fallu attendre **1980** pour voir la première réalisation pratique. C'est en effet à partir des progrès de la Micro-électronique, et notamment des microprocesseurs puis des **DSP**, que la commande vectorielle a pu prendre son essor [28][29].

Notons que l'objectif principal de la commande vectorielle est de retrouver la configuration dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés, suite au découplage naturel existant entre le flux (courant d'excitation) et le couple (courant d'induit). Afin d'y arriver, le contrôle vectoriel a tiré l'idée de base du modèle du moteur asynchrone dans le repère "**d q**". En effet, le fait d'orienter le flux dans la **MAS** suivant l'axe "**d**", et de le maintenir constant via  $i_{ds}$ , permet de régler aisément le couple à travers  $i_{qs}$ , réalisant ainsi le découplage entre le flux et le couple dans la **MAS**. Cette façon de procéder montre l'extrême importance de la régulation de  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Ainsi, à l'opposée de la machine à courant continu, les composantes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  sont fortement couplés. Ceci met en évidence l'importance de réaliser le découplage, car tout changement dans l'un produit une influence sur l'autre et détériore, par conséquent, le contrôle du couple [28][29].

## II.2 Principe De La Commande Par Orientation De Flux :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (**d, q**) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (**d, q**) lié au champ tournant tel que l'axe **d** coïncide avec la direction désiré du flux (figure 2-1) [13].



**Figure (2-1) :** Principe de commande par orientation du flux.

Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté dans la figure (2-1), soit :

$$\text{-Orienter le flux rotorique avec la condition : } \varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\text{-Orienter le flux statorique avec la condition : } \varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\text{- Orienter le flux d'entrefer avec la condition : } \varphi_{de} = \varphi_e \text{ et } \varphi_{qe} = 0 \quad (\text{II.3})$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

Pour cette raison, dans notre étude nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. D'après la condition (II.1) l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r \cdot i_{qs} \quad (\text{II.4})$$

La troisième équation du système (I.23) devient :

$$T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M \cdot i_{ds} \quad (\text{II.5})$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II.4) et (II.5) que seule la composante directe  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{qs}$  si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu [13].

La régulation de flux peut être soit direct ou indirect :

- **Contrôle Direct** : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique  $\omega_s$  est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.
- **Contrôle Indirect** : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (2-2) 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 réalisée sur une machine à induction [14].

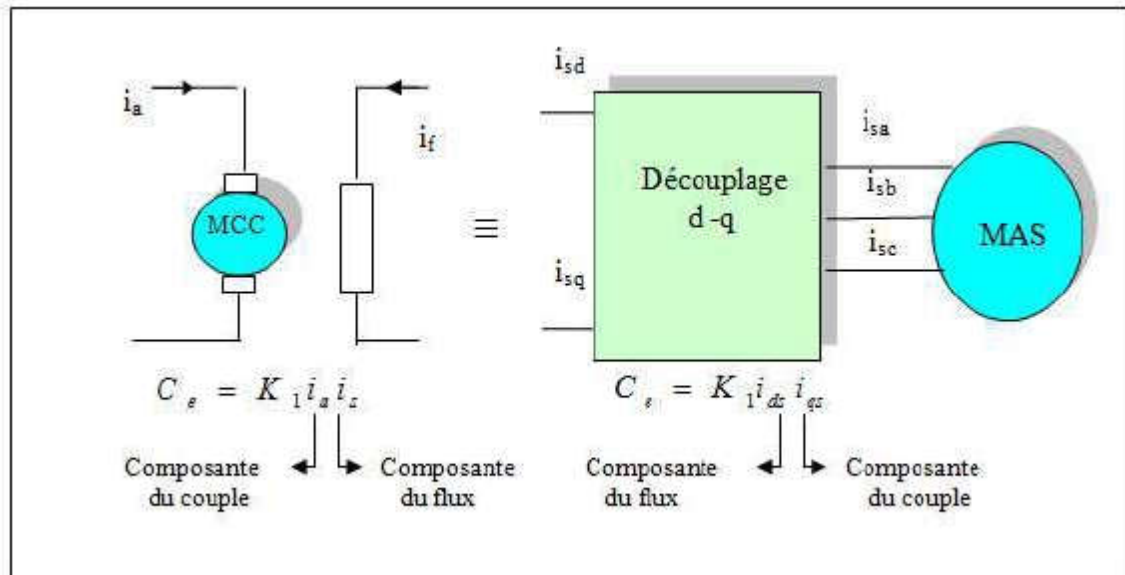


Figure (2-2) : Principe de la commande vectorielle.

### II.3. Commande Vectorielle Direct:

Connue sous le nom de contrôle direct du flux ((**DFOC**) Direct Field Oriented Control), cette méthode exige une bonne connaissance du module et de la phase du flux rotorique quelque soit le régime transitoire effectué.

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiels tournant ( $d-q$ ) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [28][29][30].

Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication. Pour cette raison, une deuxième méthode basée sur l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) est généralement utilisée [30].

## II. 4. Commande Vectorielle Indirect :

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire.

Le contrôle vectoriel de la MAS est donc un type de commande permettant de découpler le couple et le flux et inversement. Ceci consiste alors à choisir un système d'axes approprié. Ainsi, le repère de référence  $(d, q)$  est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe  $d$ . Les deux composantes du courant statorique  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  représentent les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple. Il est à noter, par ailleurs, que la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est la plus utilisée du fait qu'elle permet l'élimination de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique [12][3][5].

Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les équations de Park. (II.6), munies de la contrainte  $\Phi_{qr}=0$ , débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- l'axe  $d$  est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que  $\Phi_{dr} = \Phi_r$

- la composante  $i_{dr}$  du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

En effet, on a :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r = \text{cste} \text{ et } \phi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \end{cases} \Rightarrow R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad \text{puis que } R_r \neq 0$$

L'évolution du couple suit celle de  $i_{qr}$  qui peut alors être contrôlé par  $i_{qs}$ . En effet, on a :

$$\phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs}$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \phi_r i_{qs}$$

Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant, deviennent

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \cdot \sigma L_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} = M i_{ds}$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma L_s) i_{ds} - \omega_s \cdot \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma L_s) i_{qs} + \omega_s \cdot \sigma L_s i_{ds} \end{cases}$$

$$\phi_r = \frac{M}{1 + P \cdot T_r} i_{ds} \quad (\text{II.8})$$

On a :

$$c_e = \frac{3}{2} \frac{pM}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II.9})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = c_e - c_r - f \Omega_r \quad (\text{II.10})$$

Les équations (II.8) et (II.9) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $i_{ds}$ , et le courant producteur du couple  $i_{qs}$ .

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$ , utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé à partir de la formule suivante:

$$\theta_s = \int \left( p \cdot \Omega + \frac{i_{qs}^*}{T_r i_{ds}^*} \right) dt \quad \text{ou} \quad i_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.11})$$

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$ . Les composantes  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$  sont calculées.  $i_{qs}^*$  est comparé à la valeur  $i_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $V_{qs}^*$ . En parallèle, les sorties des régulateurs  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont alors transformées en grandeurs statoriques à l'aide d'une rotation d'angle  $\theta_s$ . Ce dernier, qui représente l'orientation du repère lié au champ tournant, est donné par  $\theta_s = \int \omega_s dt + \theta_0$ . L'intégration de la pulsation statorique est obtenue par la relation :

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega.$$

On peut alors calculer les composantes triphasées des tensions après transformation de Park. Les tensions sont alors reconstituées par un onduleur commandé par une *MLI*.

Les courants  $i_{\alpha s}$  et  $i_{\beta s}$  sont mesurés, puis transformés à l'aide des transformations inverses, ce qui donne  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  qu'on utilise pour la régulation des courants.

#### II.4.1. Découplage :

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{ds} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{qs} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \end{cases}$$

$$\phi_r = \frac{M}{1 + P \cdot T_r} i_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \cdot \phi_r} i_{qs}$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant [17] :

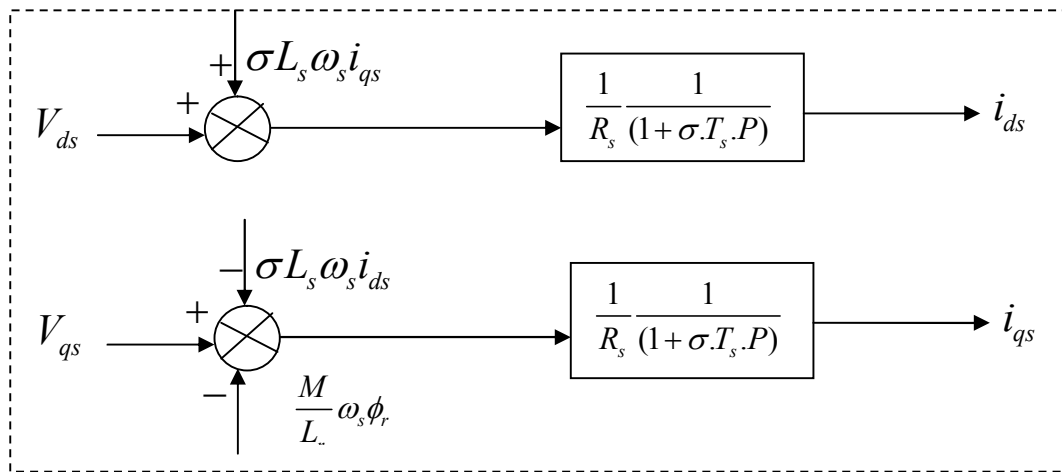


Figure (2-3) : Modèle de la machine.

Les termes  $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs}$ ,  $\omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r$  et  $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds}$  correspondent aux termes de découplage entre les axes d, q.

**a) Découplage entré-sortie :**

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q . Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions 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, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation [12].

**b) Découplage par compensation :**

Définitions de deux nouvelles variable de commande  $V_{ds}^*$ ,  $V_{qs}^*$  telles que :

$$V_{ds} = V_{ds}^* - e_d \tag{II-12}$$

Avec :

$$e_d = \sigma \cdot \omega_s \cdot L_s \cdot i_{qs} \tag{II-13}$$

$$\frac{i_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot T_s \cdot P}$$

La perturbation de  $V_{qs}$  est compensée par un terme  $e_q$  identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$V_{qs} = V_{qs}^* - e_q \quad (\text{II-14})$$

Avec :

$$V_{qs}^* = (R_s + P \cdot \sigma \cdot L_s) i_{qs} \quad (\text{II-15})$$

$$e_q = -\omega_s \frac{M}{L_s} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (\text{II-16})$$

De la même façon, le terme  $e_d$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{i_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma T_s P}$$

les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  figure (2-4) Tel que:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} - e_d \\ V_{qs}^* = V_{qs} - e_q \end{cases}$$

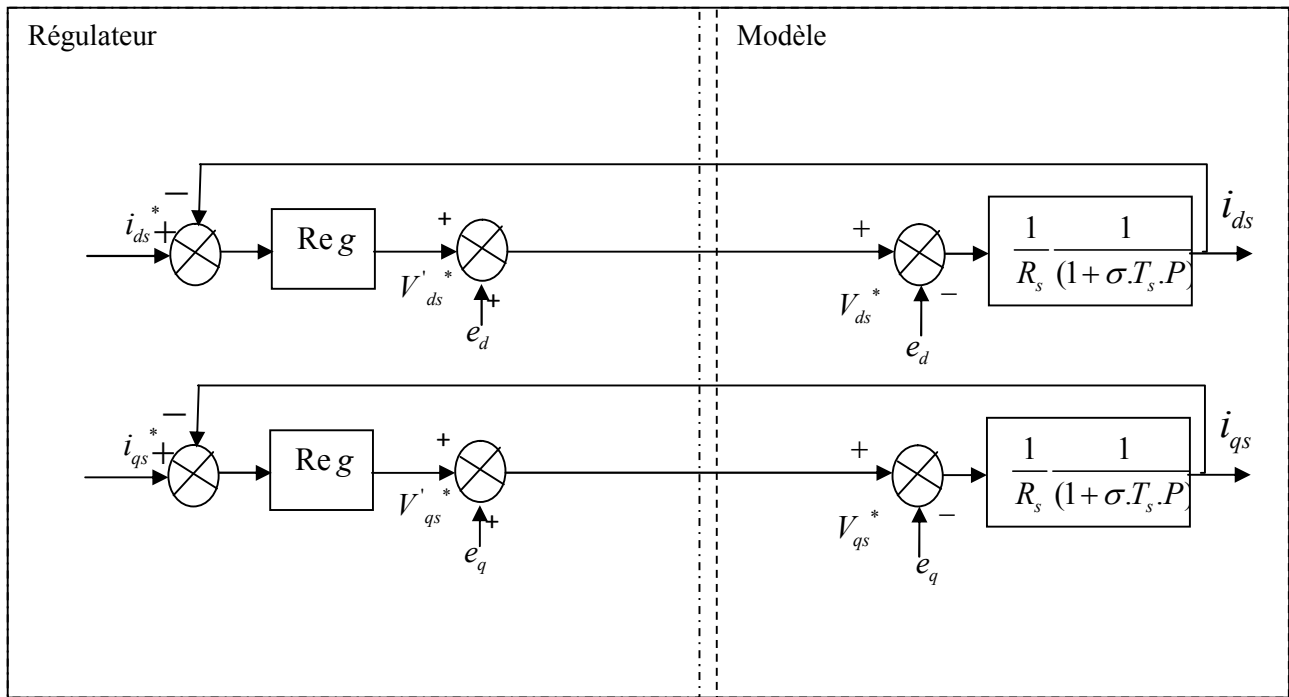


Figure (2-4): Découplage par addition des termes de compensation.

On obtient alors le schéma bloc simple et identique pour les deux axes [17] :

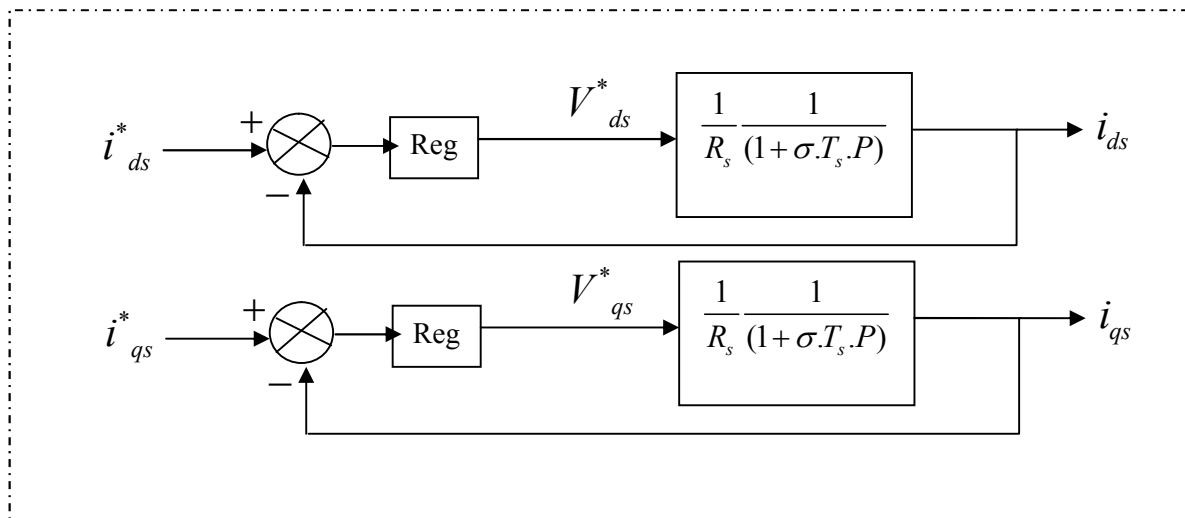


Figure (2-5) : Commande découplée.

**II.4.2. Bloc de défluxage :**

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, et aussi 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 :

Sous - vitesse :  $\phi_r = \phi_{rnom}$  pour  $|\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$

Sur - vitesse :  $\phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \cdot \Omega_{rnom}$  pour  $|\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$

Avec :

$\Omega_{rnom}$  : vitesse de rotation nominale.

$\phi_{rnom}$  : Flux rotorique nominale.

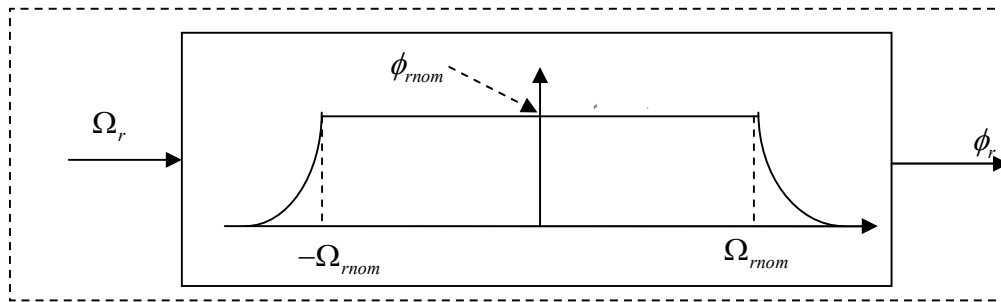


Figure (2-6) : Bloc de défluxage.

**II.4.3. Régulation** : Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

**a) Conception des régulateurs :**

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

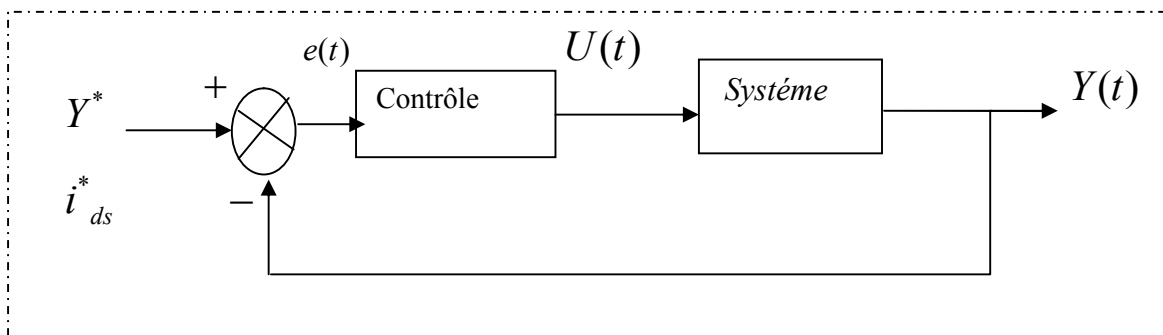


Figure (2-7): Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

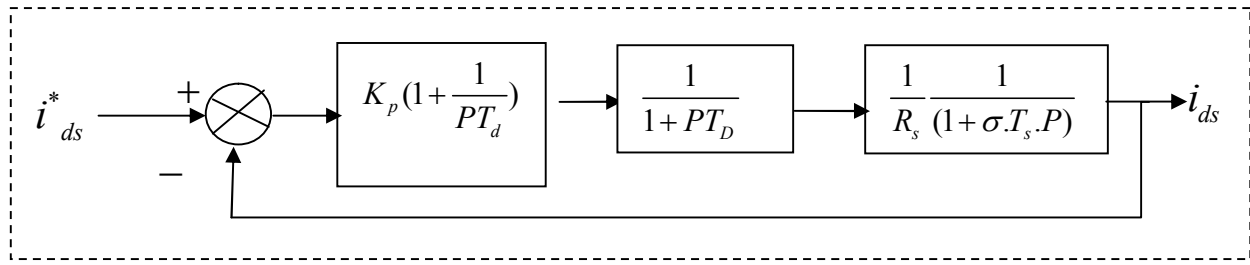
$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

**II.4.4. Calcul des régulateurs :**

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Ils convient d'abord de réguler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes, outre l'avantage d'être simples,

elles sont faciles à mettre œuvre et à implanter. Nous utilisons les paramètres de la machine (Annexe) pour le calcul des coefficients des régulateurs. Le schéma bloc devient [17]:



**Figure (2-8) :** Boucle de régulation du courant  $i_{ds}$ .

On trouve la même boucle de régulation pour le courant  $i_{qs}$ . La fonction de transfert en boucle ouverte (b.o) est :

$$G_{bo}(P) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{P.T_d} \right] \frac{1}{1 + P.T_D} \cdot \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \sigma.T_s.P} \quad (\text{II.17})$$

En développant  $G_{bo}(P)$ , il vient:

$$G_{bo} = \frac{K_p}{R_s} \cdot \frac{1}{P \cdot \sigma \cdot T_s (1 + T_D \cdot P)} \quad \text{avec : } T_d = \sigma \cdot T_s \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (b.f) est :

$$G_{bf}(p) = \frac{G_{bo}}{1 + G_{bo}} = \frac{K_p}{R_s \cdot \sigma \cdot T_s \cdot T_D \cdot P^2 + 2 \frac{1}{2.T_D} P + \frac{K_p}{R_s \cdot \sigma \cdot T_s \cdot T_D}} \quad (\text{II.19})$$

La fonction de transfert  $G_{bf}$  est de la forme standard :

$$G_{bf}(p) = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 \cdot p \cdot \xi \cdot \omega_0 + \omega_0^2}$$

Avec :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \cdot \sigma \cdot T_s}{K_p \cdot T_D}} \quad (\text{II.20})$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_p}{K_p \cdot \sigma \cdot T_D}}$$

Pour un amortissement  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  on a :

$$K_p = \frac{R_s \sigma T_s}{2T_D} \tag{II.21}$$

$$T_d = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

Les boucles des courants jouent un rôle principal puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel. Elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-machine.

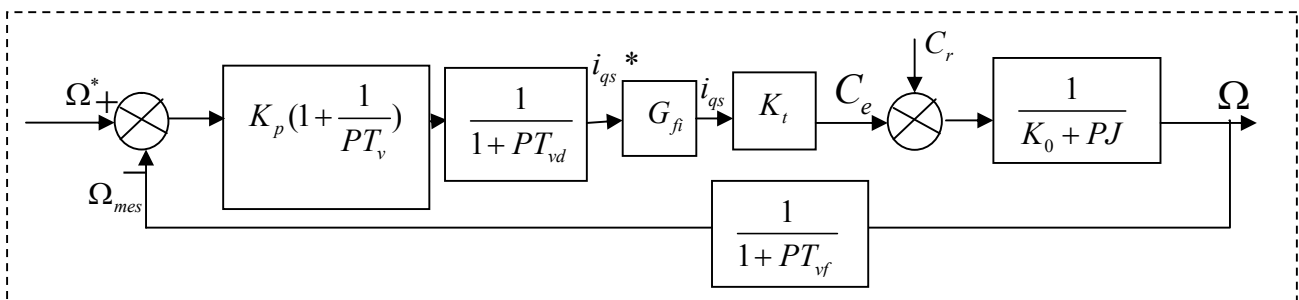
**a) Régulation De La Vitesse :**

Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation. L'utilisation de la commande vectorielle indirecte avec orientation de flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande. En effet le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte figure. (2-9), est réduit au problème de commande du système représenté sur la figure (2-11) [12].

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite pour un bon fonctionnement que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant  $i_{qs}$  plutôt que par action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $i_{qs}$ ).

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant [5][17]:



**Figure (2-9) :** boucle de régulation PI de la vitesse.

Avec :

$T_{vd}$  : Délais dans la boucle de vitesse.

$K_v, T_v$  : Gain et constant de temps du régulateurs PI.

$T_{vf}$  : Délai introduit par le filtrage de la vitesse.

$K_t = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \phi_r$  : Constante du couple électromagnétique La fonction de transfert en boucle ouverte

par rapport à la consigne est :

$$G_{bo} = K_v \frac{1+T_v}{P.T_v} \cdot \frac{1}{1+pT_v.P^2 + 2.P\xi\omega_0 + \omega_0^2} \cdot \frac{1}{1+PT_{vf}} \cdot \frac{K_t}{K_0 + P.j} \tag{II.22}$$

et en boucle fermée :

$$G_{bf} = (1+PT_{vf}) \frac{G_{bf}}{1+G_{bf}} \tag{II.23}$$

Le schéma complet du régulateur de vitesse est donné sur la figure suivante [12] :

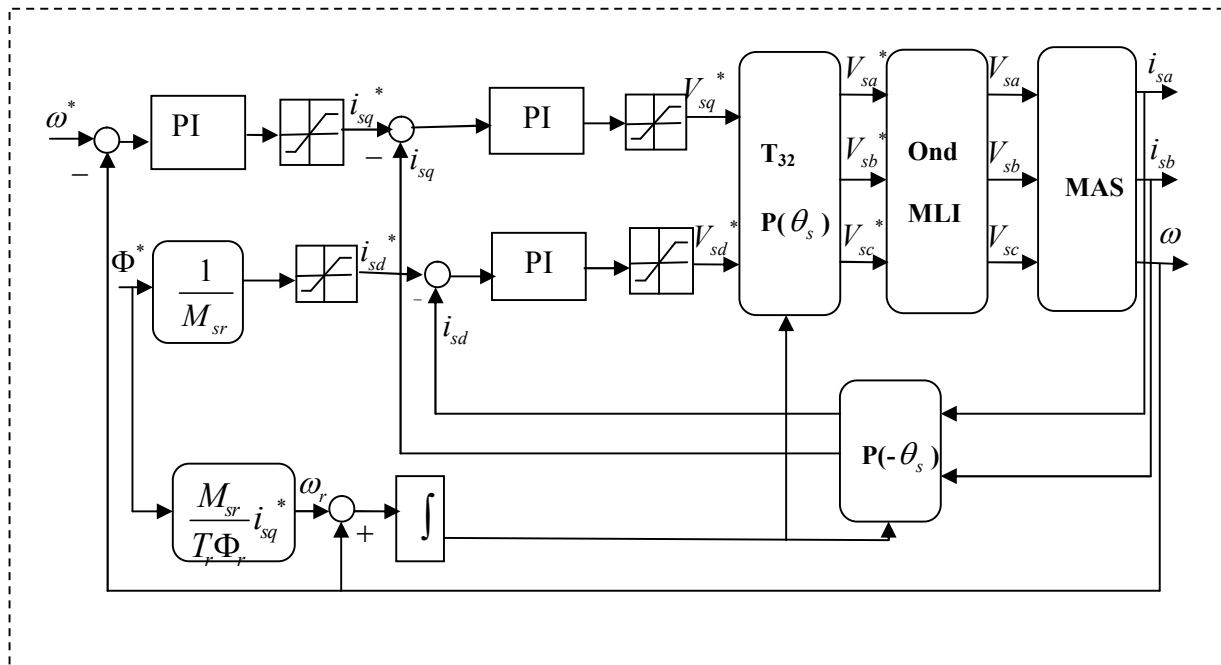
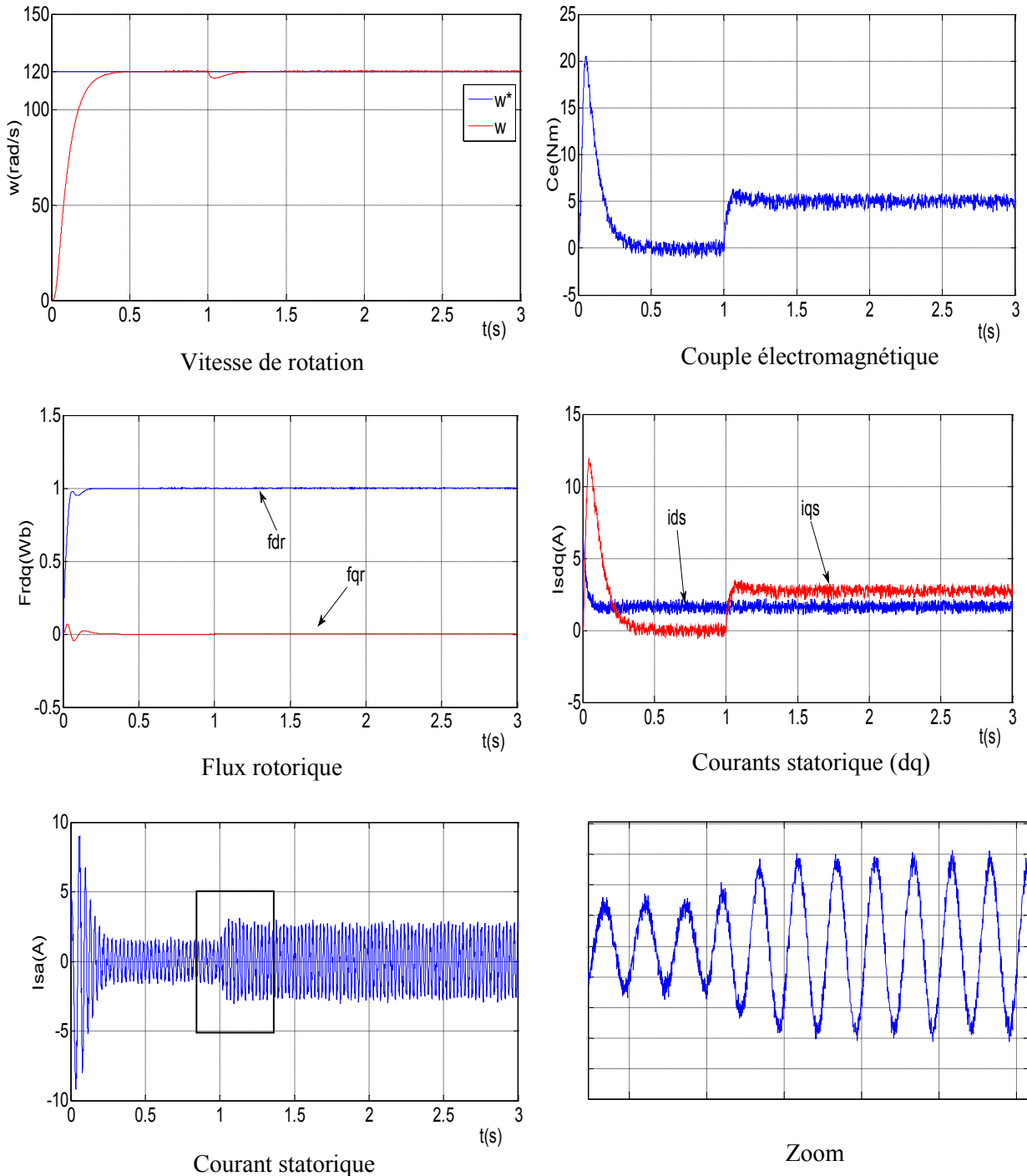


Figure (2-10):Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte [5].

## II.5. Résultats De Simulation:

La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement *MATLAB/ SIMULINK*. La figure (2-11) suivante montre les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application à l'entrée de commande un échelon de vitesse de 120(rad/s) et d'un couple de charge à  $t = 1s$  ( $Cr=5Nm$ ). On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence avec un dépassement faible et sans erreur statique. Après l'application de la charge on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur

de référence sans erreur, le courant statorique suit la variation de la charge. Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On remarque que le courant  $i_{qs}$  représente l'image du couple à un constant près ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent au principe de la commande vectorielle

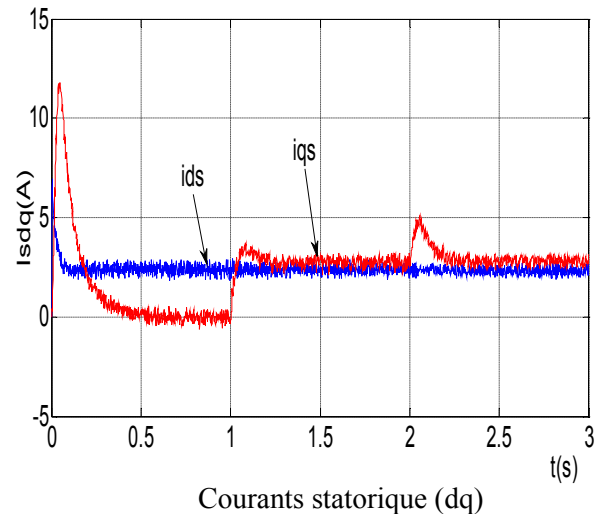
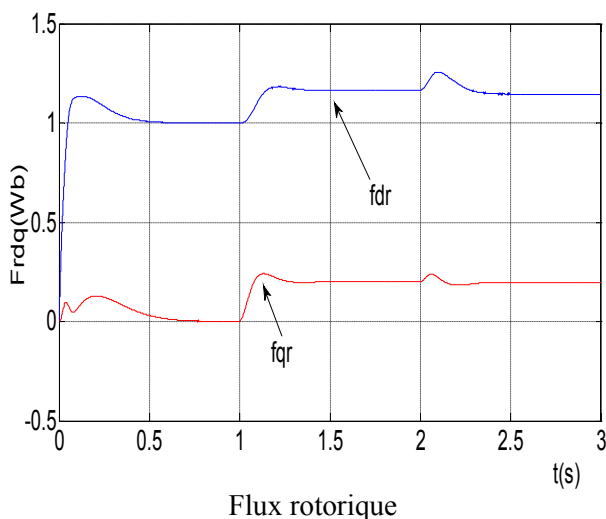
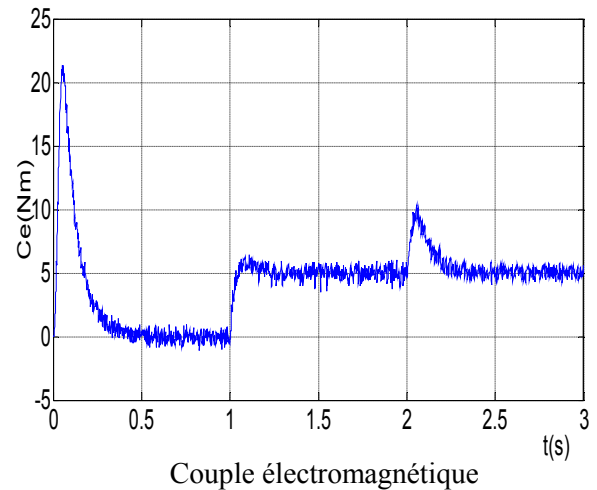
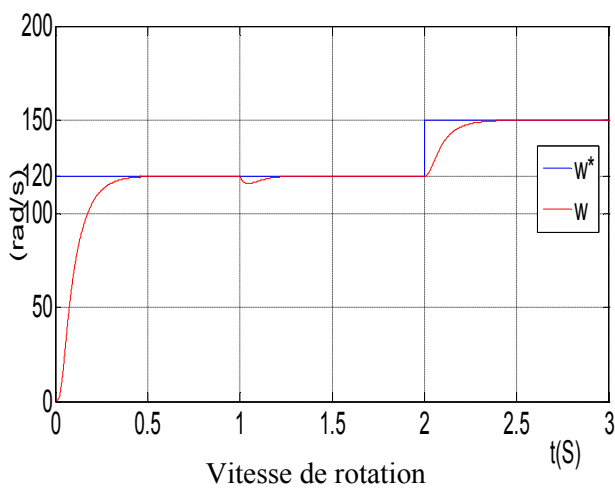


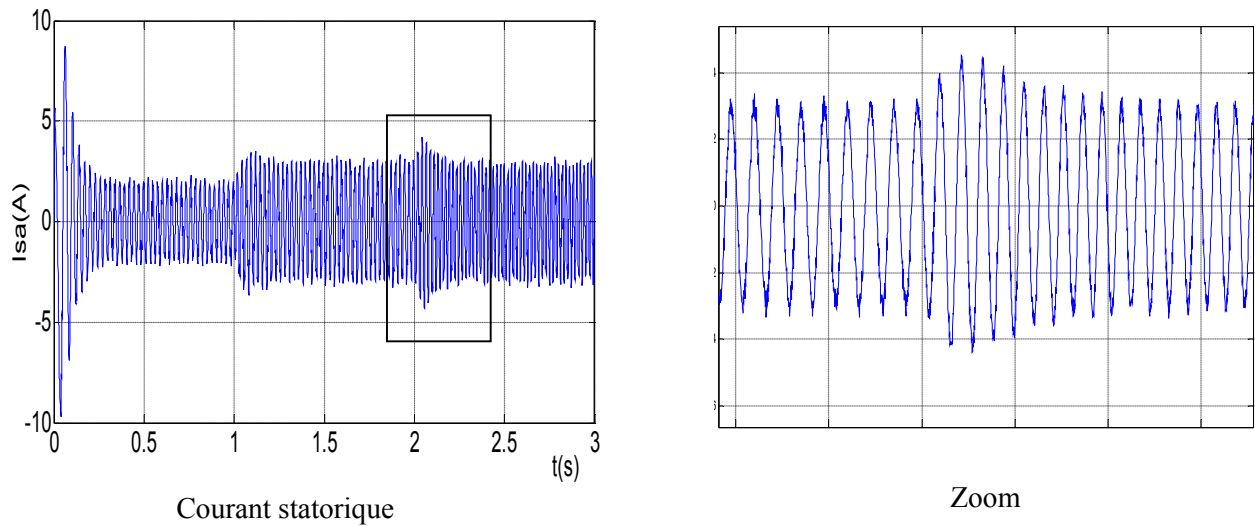
**Figure (2-11) :** Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués à temps de simulation (3s), variation de vitesse et variation de la résistance rotorique.

### II.5.1. Test de variation de la Vitesse de Référence:

Les résultats de simulation obtenus pour la changement de la référence de vitesse de 120 (rad/s) à ( $t=0s$ ) à 150 (rad/s) à ( $t=2s$ ). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence Sans dépassement ni erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant  $i_{qs}$  est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple. Aussi, on remarque une variation en module du flux rotorique à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

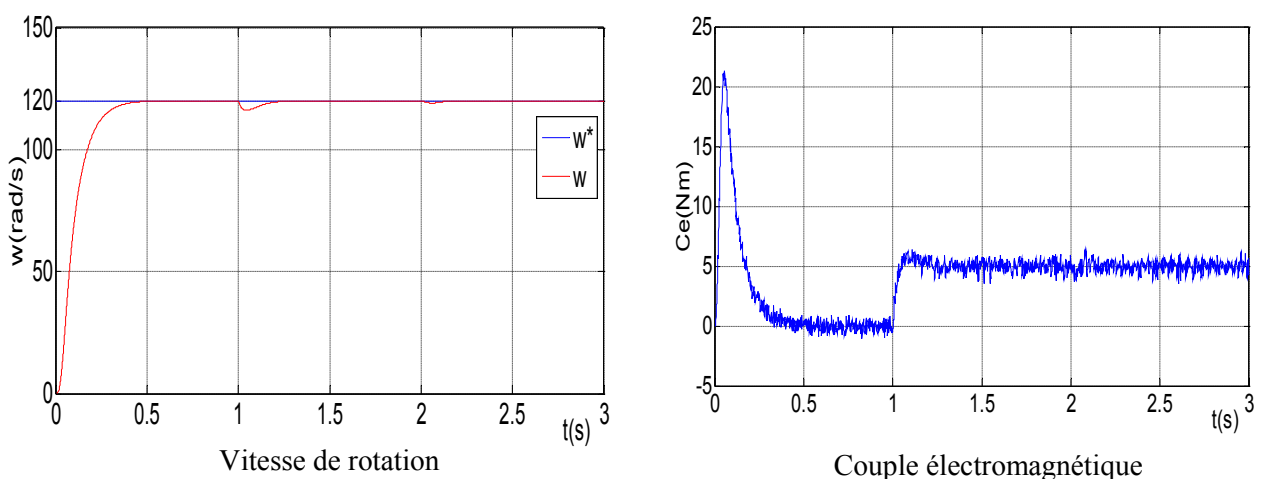


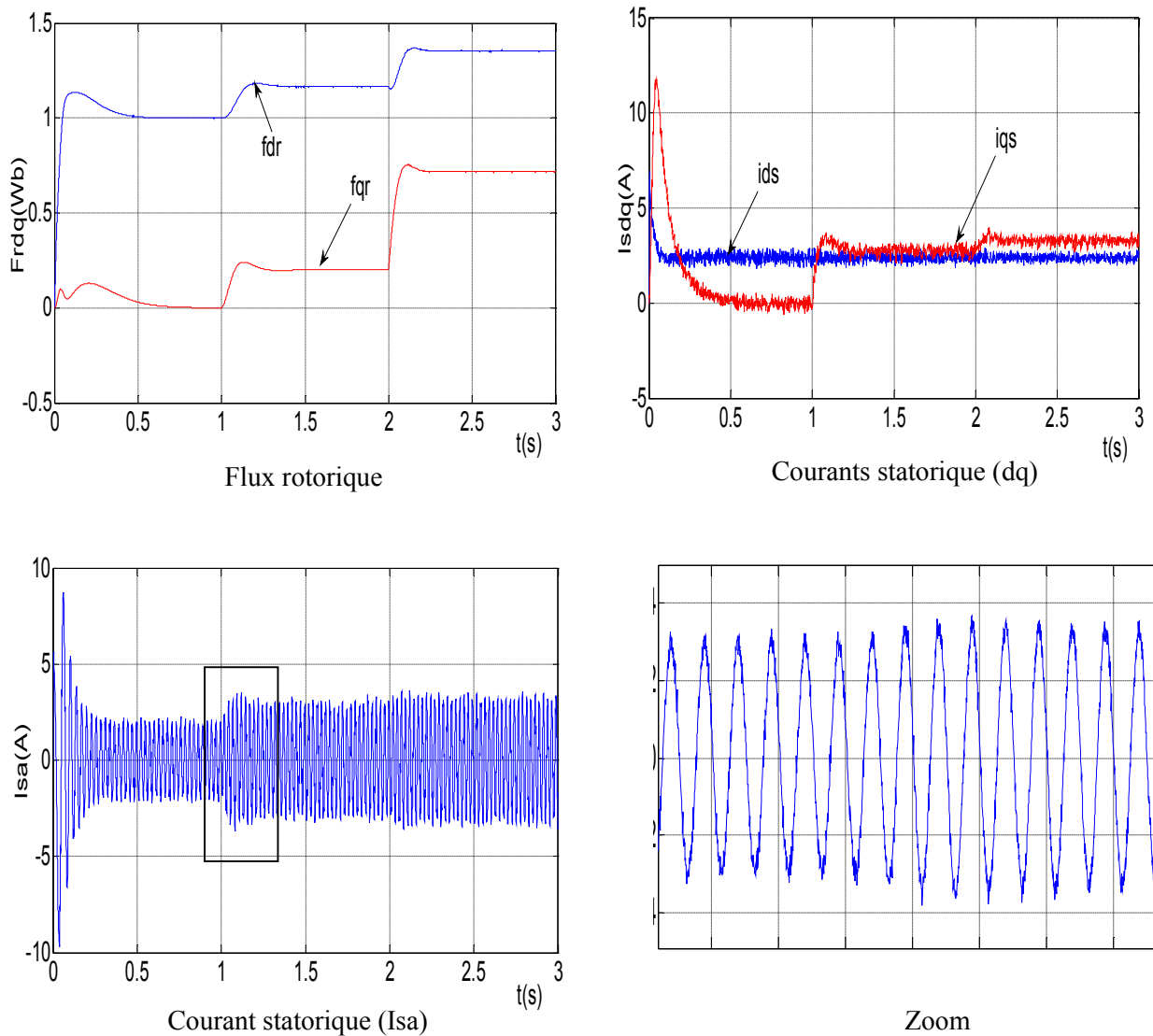


**Figure (2-12) :** Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de  $\Omega^* = 150$  rad /s à  $t=2s$ .

### II.5.2 Teste de variation de la Résistance Rotorique:

La résistance rotorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant  $t=1s$ , on applique un couple résistant ( $C_r=5Nm$ ) ce qui peut causer une augmentation de la résistance rotorique de  $2 \cdot R_r$ . D'après les résultats présentés dans la figure (2-13), on remarque qu'au moment de variation de la résistance rotorique de double de la résistance nominale, on remarque que le découplage est affecté ce que montrent les composantes du flux rotorique. Donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.





**Figure (2-13) :** Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS avec la variation de  $R_r = 2 \cdot R_{rn}$ .

## II.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone sont présentées. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les résultats obtenus par la commande proposée montrent sa robustesse vis-à-vis de variation de la vitesse. Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température

(résistance rotorique). Pour palier à ce problème, des régulateurs robustes ou des techniques adaptatives sont recommandées. D'où l'émergence des techniques de l'intelligence artificielle tel que la technique neuronale, les algorithmes génétiques et la logique floue, cet dernier fera l'objet du troisième chapitre.

# *Chapitre III*

---

*Application de la logique floue à la  
Commande de la MAS*

### III.1.Introduction :

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. **Zadeh**, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé "Ensembles flous" ou "**Fuzzy sets**". Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques [31].

Dés 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A Part de 1985 environ, ce sont les Japonais qui comment à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment En Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débute afin d'introduire le principe de réglage par logique floue [15].

La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision [31].

### III.2.Principe De La Logique Floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne. C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit. 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 que dans la théorie des

ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ )[16].

### III.3. Système Flou et Contrôleur Flou [18] :

#### III.3.1. Système Flou :

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit [5] :

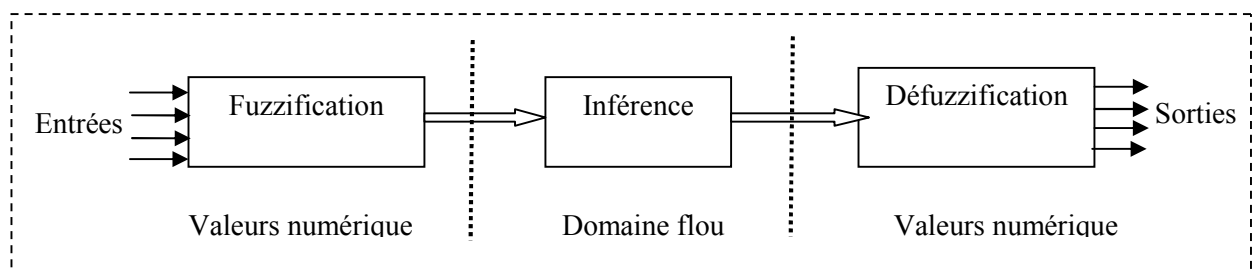


Figure (3-1) Traitement flou.

#### III.3.2. Constitution D'un Système Flou :

Un système flou est composé de quatre parties essentielles [18,5]:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- Le système d'inférence,
- L'interface de fuzzification.
- Défuzzification .

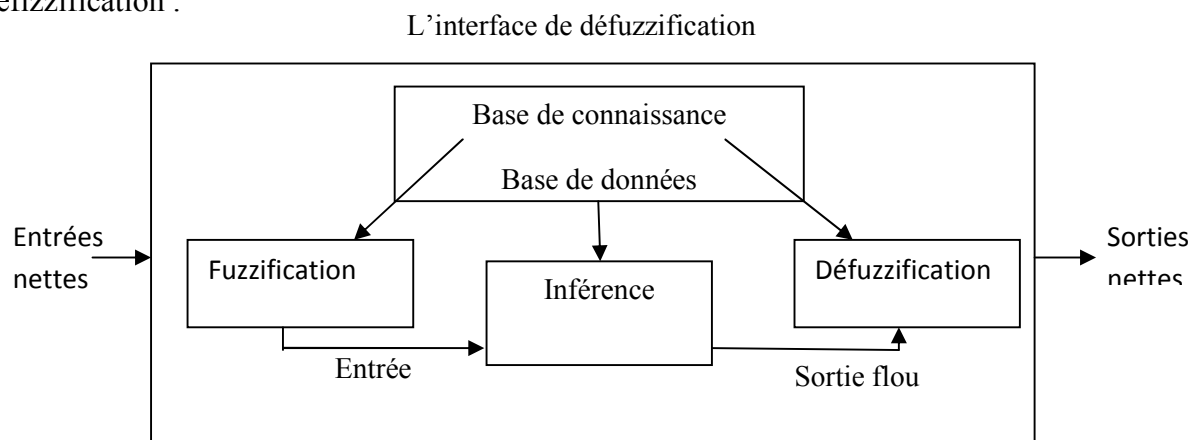


Figure (3-2) Schéma générale d'un bloc fonctionnel flou.

**La fuzzification:** Elle consiste à transformer les grandeurs réelles en variables linguistiques qui sont associées à une base de données avec des ensembles les caractérisant. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes, les résultats sont similaires en boucle fermée. Le nombre est impair et se répartit autour de zéro. Le nombre utilisé fréquemment est 3, 5 ou 7. Le nombre dépend de la précision souhaitée

**La base de règles:** C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "if then" ou "si-alors", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directe numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance.

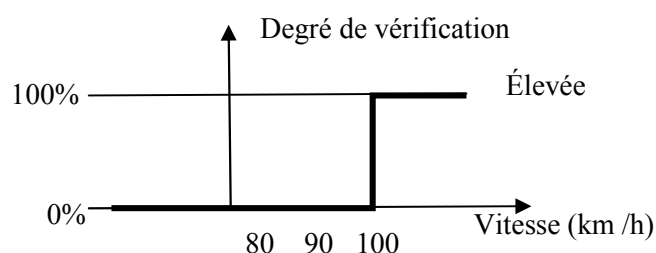
**L'inférence:** Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication floue pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Il existe plusieurs possibilités pour exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Deux approches d'inférence sont couramment utilisées implication de **Mamdani** et implication de **Larsen**.

**Le défuzzificateur:** L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles car ce traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante. Dans le cas particulier de règles de **Takagi-Sugeno** où les conclusions sont polynomiales.

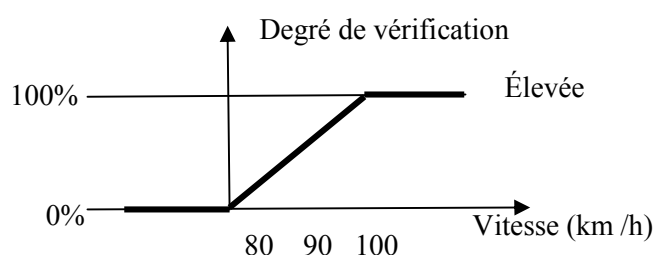
### III.3.2.1. Élément De Base De La Logique Floue :

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition, d'être en un autre état que vrai au faux. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est de 90 km/h. une vitesse peut être considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. la logique booléenne envisagerait. Les choses de la manière suivante [19] :



**Figure (3-3)** : Niveaux d'appartenance en logique booléenne.

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100 Km/h, et 0% en dessous. La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition " la vitesse est – elle élevée".



**Figure (3-4)** : Niveaux d'appartenance en logique floue.

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. on peut donc dire qu'en dessous de 80 Km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, elle est donc élevée à 100% au dessus de 100 Km/h.

### III.3.2.2 Différente Formes Des Fonctions D'appartenances :

La fonction d'appartenance  $\mu$  comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble  $E1$  de  $T(x)$  et à la variable  $x$ , dont l'ensemble des valeurs possibles est  $T(x)$ . Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable  $u$  ait la qualité associée au sous – ensemble  $E1$ . Elle est utilisée pour le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance dont ces fonctions sont les suivantes [19] :

**a) fonction triangulaire :**

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

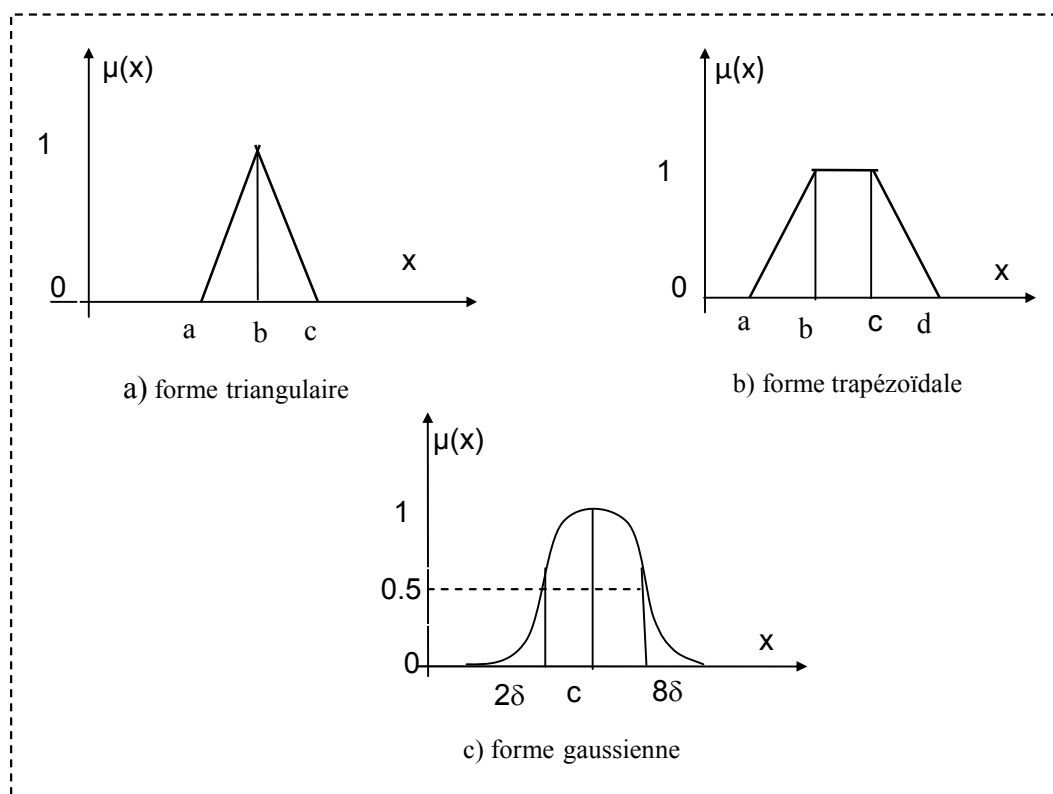
**b) fonction d'appartenance trapézoïdale :**

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

**c) fonction d'appartenance gaussienne :**

$$\mu(x) = \exp \left[ - \left( \frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{III.3})$$

La figure (3.4) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.



**Figure (3-5) :** Différentes formes de la fonction d'appartenance.

### III.3.2.3. Intervalles D'inférence :

Un intervalle flou est une quantité floue convexe. Les intervalles flous définissent le nombre de variables floues associées à une grandeur d'entrée. Pour l'exemple de la vitesse, on aurait pu définir cinq intervalles. D'une façon générale, les sous-ensembles flous sont caractérisés à l'aide de symboles tels que ceux présentés dans le tableau [19].

symbole	Signification
<b>NG</b>	Négatif Grand
<b>NM</b>	Négatif Moyen
<b>EZ</b>	Environ zéro
<b>PM</b>	Positif Moyen
<b>PG</b>	Positif Grand
<b>PP</b>	positif petit
<b>NP</b>	Négatif petit

**Tableau (3-1)** : Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous .

Un nombre de valeurs linguistiques supérieures à sept n'apporte en générale aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait la fonction des règles d'inférences.

### III.3.2.4. Variable Linguistique:

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet  $(x, T(x), u)$  ou [19] :

X : le nom de variable

T(x) : ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans U.

U : l'univers de discours Comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de terme T (vitesse) peut être :

T (vitesse) = (lente, moyenne, rapide, ...).

Ou chaque terme dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours U = [0,120] par exemple. Pour les vitesses inférieures ou égales à 40 intervient la

variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 70 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (3-6).

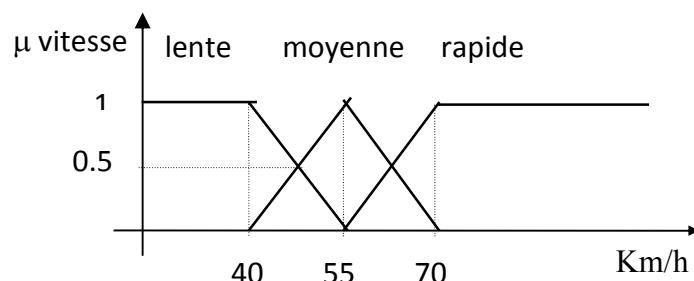


Figure (3-6) : Représentation des variables linguistiques.

### III.3.2.5 Opérateurs De La Logique Floue :

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles. L'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles floue pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonction caractéristiques binaires (0 et 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous. Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivants [19] :

- **cas de l'opérateur ET** : il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le maximum ou le produit des deux degrés d'appartenance  $\mu(x_1)$  et  $\mu(x_2)$  aux deux ensembles flous en question soit :

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1) \mu_{2j}(x_2) \quad (\text{III.4})$$

- **cas de l'opérateur OU** : la réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés d'appartenance  $\mu_{1i}(x_1)$  et  $\mu_{2j}(x_2)$  aux deux ensembles flous  $i$  et  $j$  de  $x_1$  et  $x_2$  respectivement, c'est-à-dire :

$$\mu(x_1, x_2) = \frac{1}{2}(\mu_1(x_{1j}) + \mu_2(x_{2j})) \quad (\text{III.5})$$

• **cas de l'opérateur ALORS** : cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le produit des deux fonctions d'appartenance  $\mu_{1i}(x_1)$  et  $\mu_{2j}(x_2)$  des deux ensembles flous  $i$  et  $j$  de  $x_1$  et  $x_2$  respectivement, c'est-à-dire :

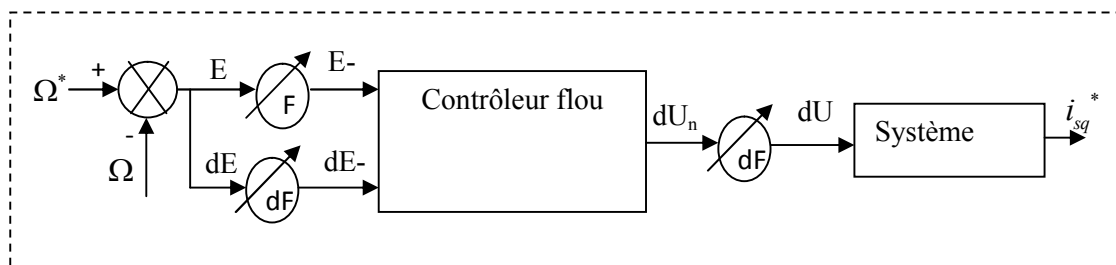
$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \quad (\text{III.6})$$

Les opérations minimum et maximum présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de produit et valeur moyenne sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables.

### III.4. Réglage flou appliqué à la commande Vectorielle indirecte :

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes. Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle indirecte [5].

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande convertisseur- machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant  $i_{qs}^*$  (courant  $i_{qs}$  de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant. Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur [30].



**Figure (3-7):** Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

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

**E:** l'erreur, elle est définie par:

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \tag{III.7}$$

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

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_1} \tag{III.8}$$

T<sub>1</sub> : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$i_{sq}^*(k) = i_{sq}^*(k-1) + dU(k) \tag{III.9}$$

### III.4.1. Régulateur Flou A Trois Ensembles :

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous **N** (négatif), **Z** (zéro) et **P** (positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à 1 Figure (3-8). Le Tableau (3-2) illustre la matrice d'inférence du régulateur flou a trois ensembles.

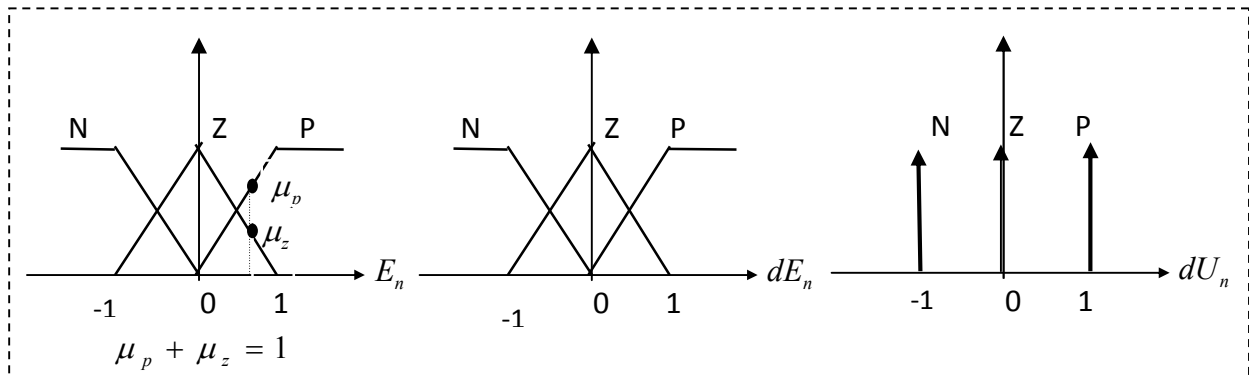


Figure (3-8) : Formes des fonctions d'appartenance ;

<b>dU<sub>n</sub></b>		<b>dE<sub>n</sub></b>		
		N	Z	P
<b>E<sub>n</sub></b>	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau (3-2) : Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.

### III.4.2. Régulateur Flou A Cinq Ensembles :

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

Il est à noter que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours[5].

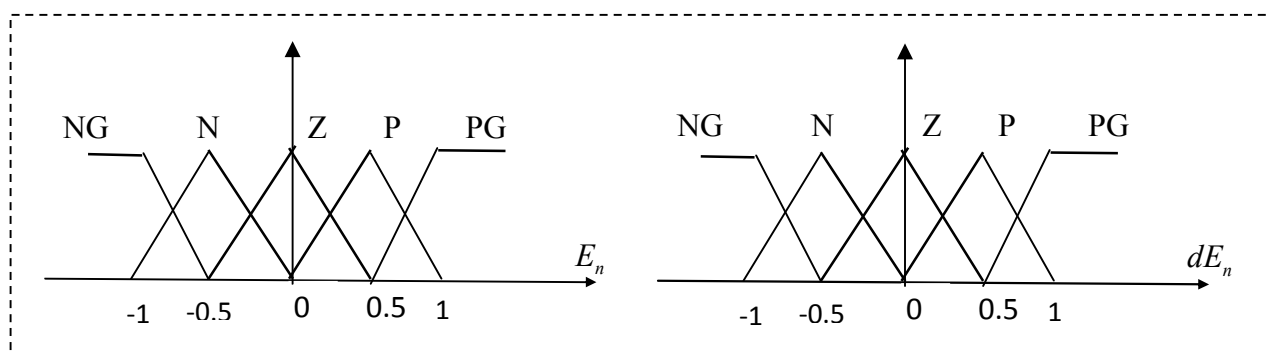


Figure (3-9) : les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.

$dU_n$		$dE_n$				
		NG	N	Z	P	PG
$E_n$	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableau (3-3) : Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable [5].

III.4. 3.Schéma De Commande De La MAS :

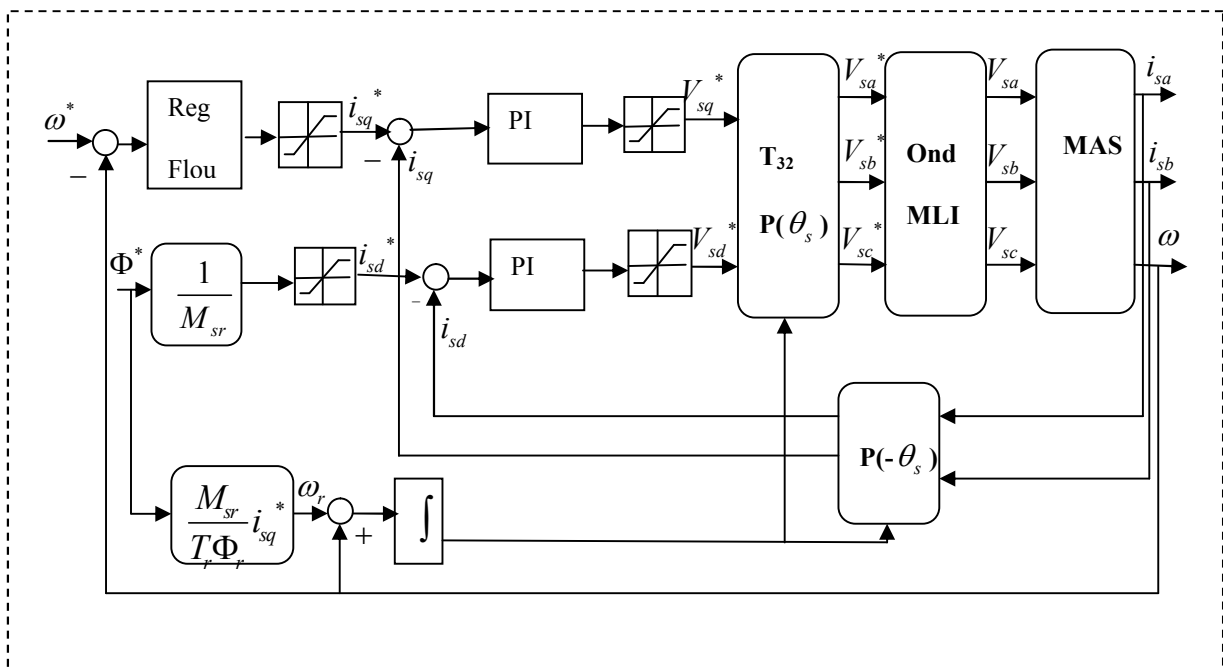
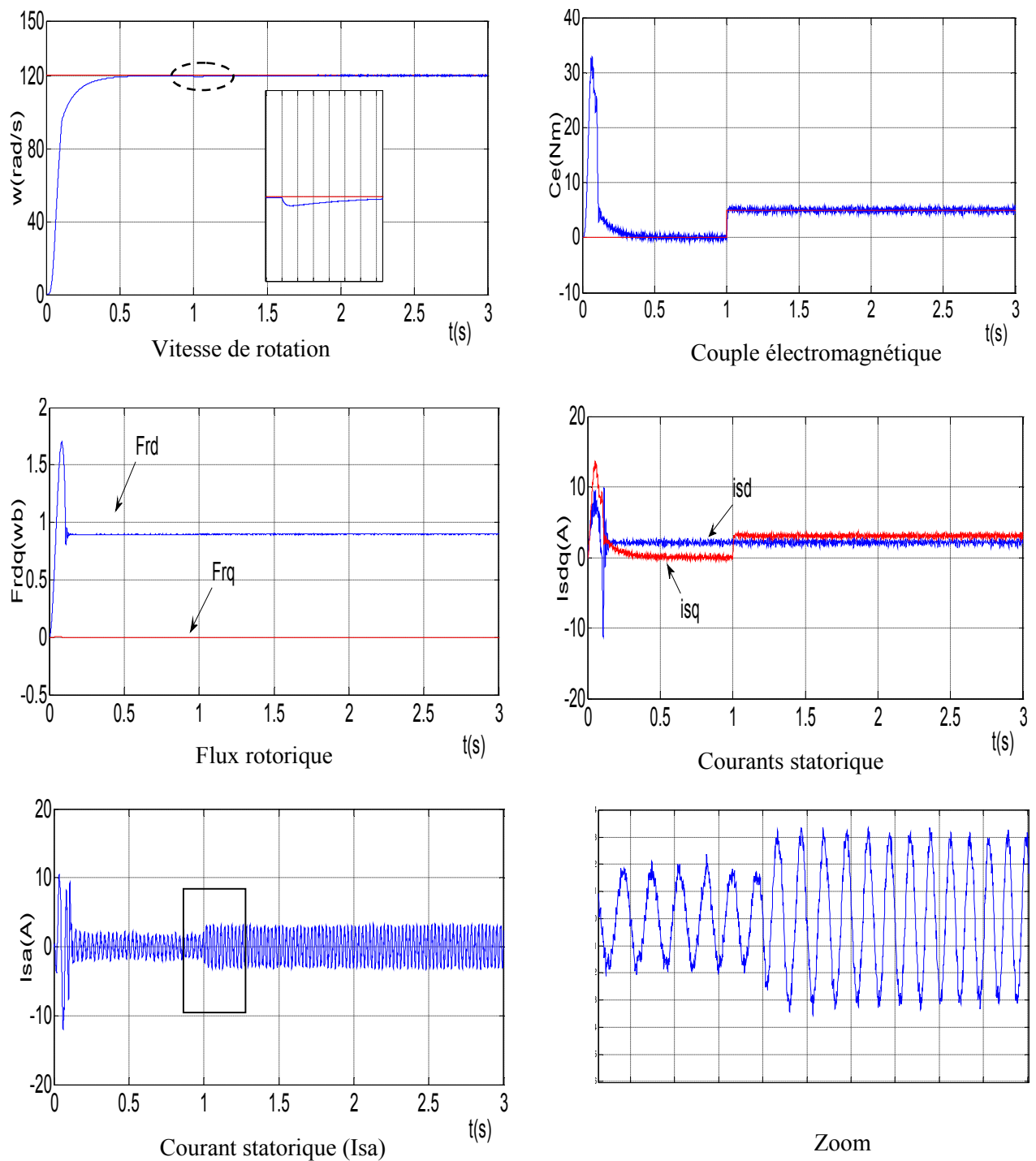


Figure (3-10) : structure de réglage par un PI flou de la vitesse d’un MAS.

III.5. Résultat de Simulation:

Pour le choix du nombre d’ensemble flous des variables d’entrée et de sortie, nous avons utilisé un régulateur flou à cinq ensembles flous.

La figure (3.11) représente l’évolution des caractéristiques de la MAS avec la régulation de la vitesse par logique floue, suite de l’application des charges de 5N.m à t=1s, en imposant la vitesse de référence  $\Omega^* = 120$  rad/s. Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur référence à t=0.5s. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale, puis il rejoint le régime permanent à t=0.2s sans dépassement. On remarque que les régulateurs PI développés procurent une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de perturbation.

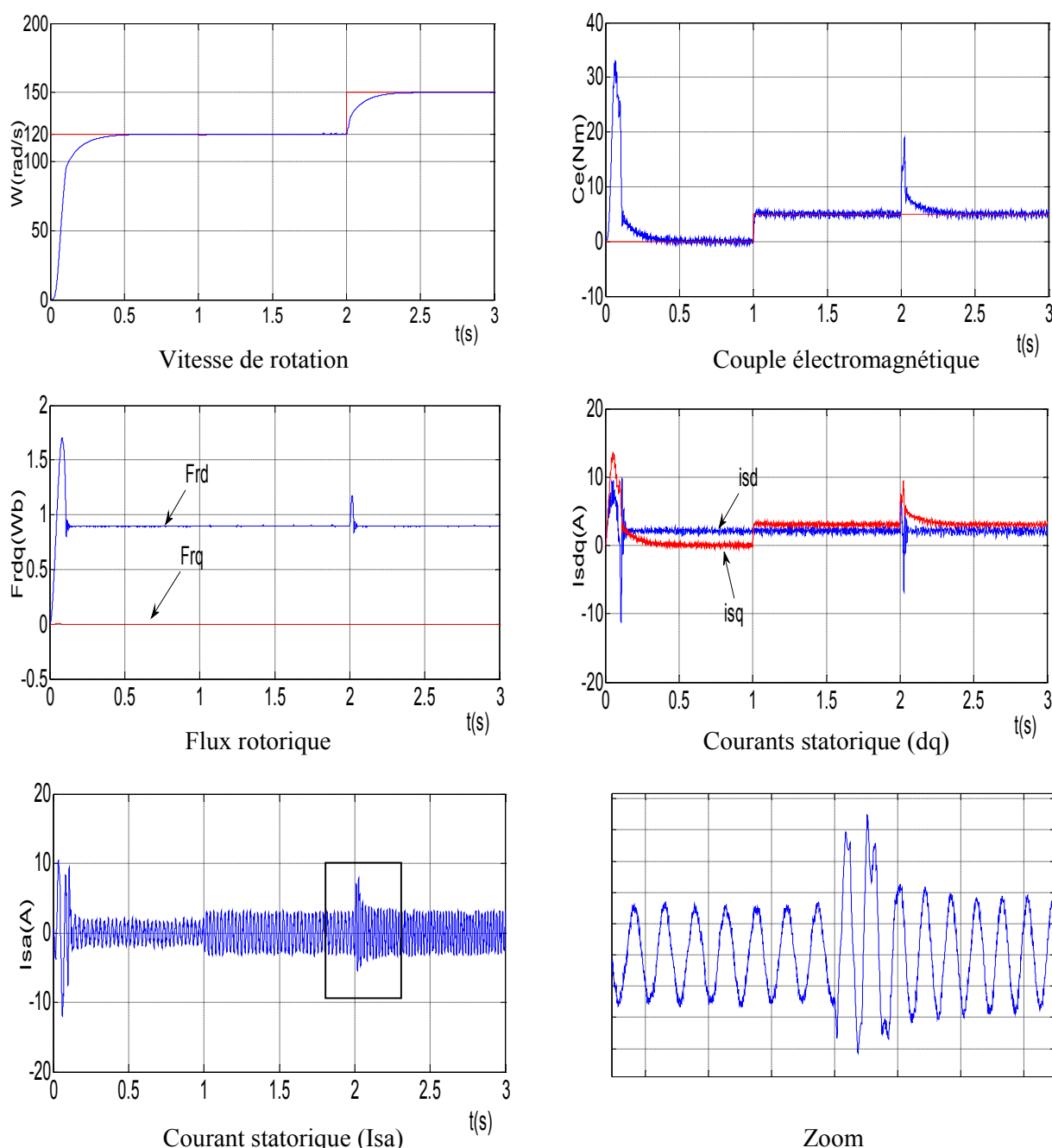


**Figure (3-11) :** Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ( $t=1s$ ,  $Cr=5Nm$ )

### III .5.1. Test de variation de la vitesse de référence :

Pour réaliser ce test nous avons varié la vitesse de 120 rad/s à 150rad/s à l'instant  $t=2s$ , cependant nous avons introduit un couple de charge  $Cr=5Nm$  à l'instant  $t=1s$  après un démarrage à vide la figure (3-12) montre que la réponse de régulation de la vitesse est

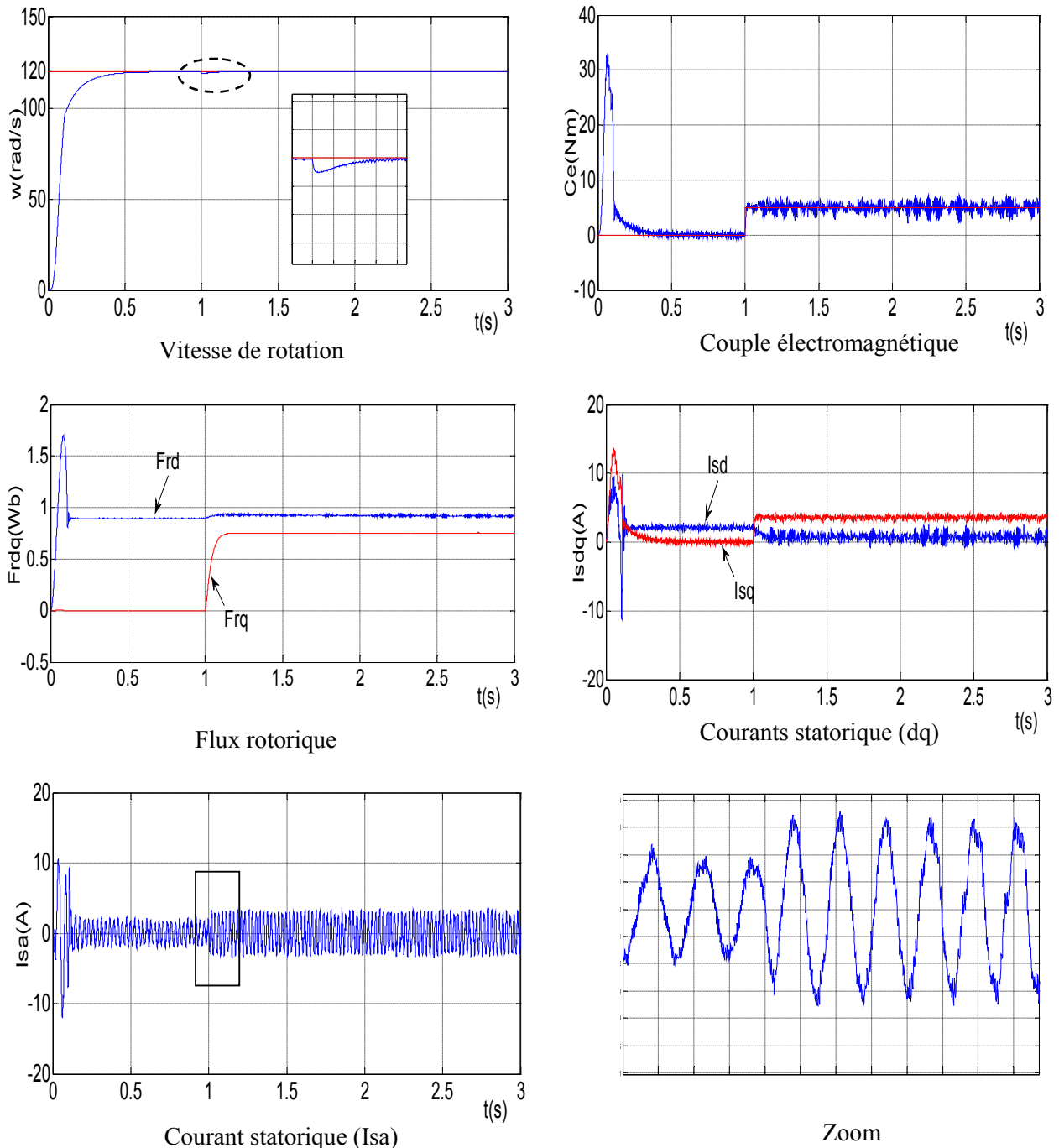
très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement. Comme nous avons un découplage entre le flux et la variation de la vitesse. Le couple de charge n'a pas d'effet sur le flux rotorique, nous constatons qu'un fonctionnement à faible vitesse n'a pas de conséquence sur l'état magnétique du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



**Figure (3-12) :** Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ( $t=1s$ ,  $C_r=5Nm$ ) et  $\Omega^*=120$  (rad /s) puis  $\Omega^*=150$ (rad /s) à  $t=2s$ .

### III.5.2. Test de Variation de la résistance rotorique :

Enfin la figure (3.13), montrent les effets de l'augmentation de la résistance rotorique de ( $R_r=2*R_{rn}$ ). Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple est persiste. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.



**Figure (3-13) :** Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte floue de la MAS avec application d'une charge à ( $t=1s$ ,  $C_r=5Nm$ ),  $\Omega^*=120$  (rad /s) et  $R_r=2*R_{rn}$ .

### **III.6.Conclusion:**

Dans cette partie nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse. Suite à son application, il est en ressort que le réglage flou possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Sauf qu'il faut noter qu'il présente une faible robustesse de réglage lors de la variation paramétrique. Ce qui nous a menés à proposer le régulateur flou adaptatif.

# *Chapitre IV*

---

*Application de la Commande floue  
Adaptative à la MAS*

## IV.1.Introduction :

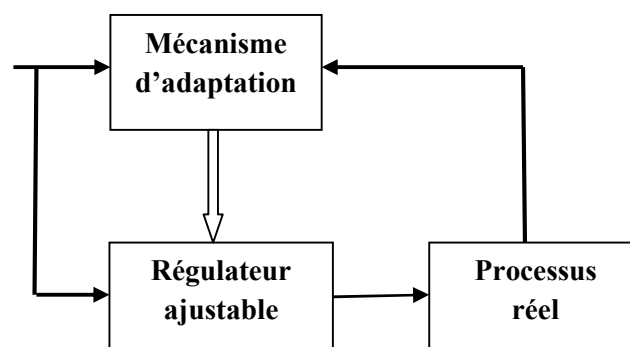
La commande adaptative consiste à utiliser un ensemble de techniques pour l'ajustement automatique en ligne des boucles de commande afin de réaliser et de maintenir de meilleures performances dynamiques au système à commander. Dans un système réel, il existe des paramètres qui se manifestent à l'intérieur de la même façon que des influences de l'environnement. Ces influences peuvent se présenter sous forme de perturbations généralement non mesurable. Le but de la commande adaptative est donc d'atteindre un certain objectif et le rendre optimal [20].

Deux types de structures de commande sont utilisés d'une manière générale.

- Dans le premier on estime les paramètres en ligne par un mécanisme d'adaptation. La loi de commande est calculée à partir des paramètres estimés. Ce type de schéma est appelé indirect.
- Dans le deuxième on peut également calculer les paramètres du régulateur à partir du mécanisme d'adaptation paramétrique. Ce type de commande est appelé direct.

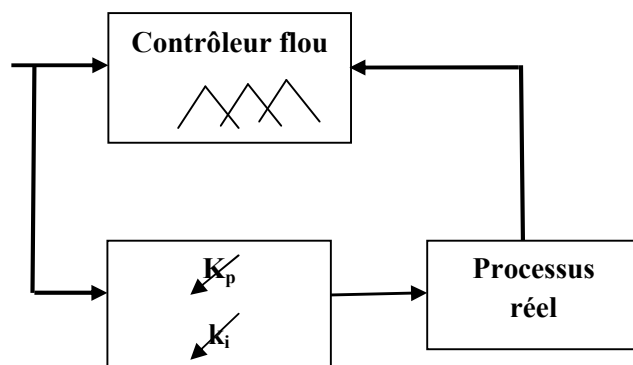
De cela deux approches de commande adaptative sont les plus répandues:

Le schéma de la figure (4-1) montre une configuration de la première approche



**Figure (4-1) :** Structure de base de la commande adaptative utilisée

Le mécanisme d'adaptation dans notre cas est remplacé par un contrôleur flou qui sera présenté par la suite voir figure (4-2).



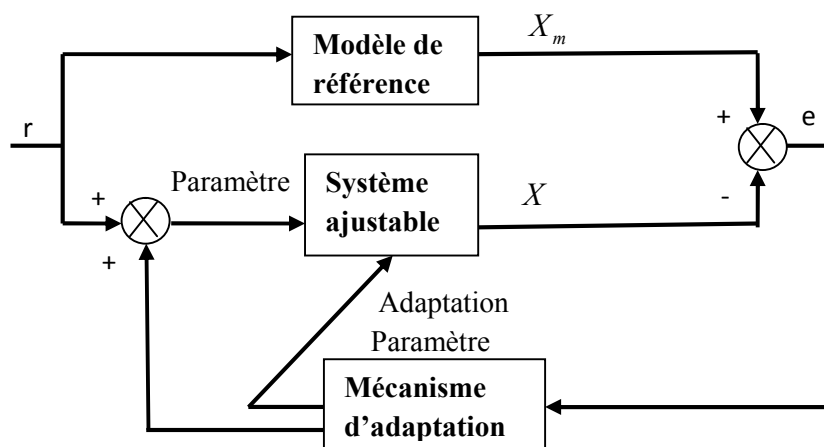
**Figure (4-2) :** Structure du contrôleur flou adaptatif utilisé pour la commande de vitesse de la MAS.

## IV.2. Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC) :

La commande adaptative avec modèle de référence appelée (MRAC) a été introduite pour la première fois en 1961 [21] en se basant sur la minimisation d'indice de performances, approche connue généralement sous la règle de conception du MIT (méthode du gradient).

Cette commande est très utilisée dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes en commande, identification et estimation d'état. Le caractère dual de ces méthodes permet leur utilisation suivant la structure spécifiée, dans différentes applications. Sa structure conduit à des réalisations simples et autorise une grande rapidité d'adaptation. Elle est peu sensible aux bruits ou à une modélisation imparfaite du procédé.

La structure générale de la commande adaptative directe est donnée par la figure (4.2), elle est composée d'une boucle interne constituée par la régulation ordinaire, et une boucle externe où s'ajustent les paramètres [22].



**Figure (4-3) :** Schéma block de la commande adaptative par modèle de référence .

La technique MRAC spécifie la forme désirée de la réponse du processus à un signal de commande par l'intermédiaire d'un modèle de référence défini paramétriquement, donc l'image des performances souhaitées en boucle fermée, c'est-à-dire le modèle fournit la réponse désirée du système ajustable et l'indice de performance calcule l'écart entre les réponses du modèle et du système ajustable. En fonction de cet écart le mécanisme d'adaptation modifie certains paramètres du système ajustable ou injecte un signal supplémentaire afin de minimiser cet écart comme le montre la figure (4-3). En général, l'adaptation peut être réalisée par l'ajustement des paramètres ou par l'injection d'un signal supplémentaire [23].

### IV. 3. Mise En Œuvre De La Commande Floue Adaptative :

D'après [24] il n'existe pas (encore) une méthode précise pour la détermination d'une stratégie de réglage, ce qui nous pousse vers les recherches de différentes possibilités. Par ailleurs la structure du contrôleur flou adaptatif que nous allons proposer dans notre travail consiste à généraliser une solution qui a été appliquée sur un modèle linéaire (la machine à courant continu) associée à une charge variable [25]. Basé sur l'expérience de l'opérateur et sur l'observation du déroulement du processus, l'objectif du contrôleur flou consiste à réajuster les paramètres du régulateur *PI* synthétisé initialement par des méthodes classiques. La sortie du *FC* donnera le poids qu'il faut affecter à ces derniers afin de s'adapter à toutes conditions de fonctionnement spécialement en régime transitoire ou lors de présence d'éventuelles perturbations.

Issue de l'expertise, les fonctions d'appartenances suivantes sont attribuées aux états qu'on a définis. Les considérations présentes ont été déduites après observation du comportement du système.

1. le dépassement est causé par l'action intégrale; une diminution considérable du dépassement repoussera le système loin de la référence,
2. la croissance de l'action proportionnelle aura pour conséquence une réduction du temps de réponse mais présente l'inconvénient d'avoir des oscillations,
3. en tenant compte des phénomènes de la non linéarité tel que la saturation, on introduit une nouvelle variable *Sat* comme étant la différence entre la limite maximale et la valeur du courant  $i_{sq}$  équivalent au courant d'armature  $i_a$  dans le cas d'une machine à courant continu.

Les entrées du contrôleur flou *FC* sont:

- l'erreur  $E_r$ ,
- la dérivée première  $dE_r$

- une variable **Sat** pour la non linéarité telle que la saturation.

La sortie de ce dernier est le poids à être attribué aux paramètres du régulateur **PI**.

Les ensembles de termes des variables d'entrées sont définis par les états suivants:

- Négatif Grand: GN.
- Négatif Moyen NM.
- Zéro: Z.
- Positif Moyen PM.
- Positif Grand PG.

Pour la sortie, on a les états suivants:

- Négatif Grand: GN.
- Négatif Moyen NM.
- Zéro: Z.
- Positif Moyen PM.
- Positif Grand PG.

#### **IV.4.Description du Contrôleur Flou Adaptative utilise :**

Les configurations de la commande adaptative classique demandent un grand volume de calcul parce que leurs algorithmes sont très complexes ce qui nous incitent à opter pour d'autres méthodes robustes et simples. En effet la logique floue ne demande pas autant de calcul, car les algorithmes se composent d'opérations répétitives. L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative est aussi une solution forte intéressante. Nous nous intéressons à la commande adaptative avec modèle de référence. Dans ce système de commande, le modèle de référence définit comment doit idéalement répondre à un signal de commande. La Figure (4-4), montre le schéma bloc de cette technique de commande [26].

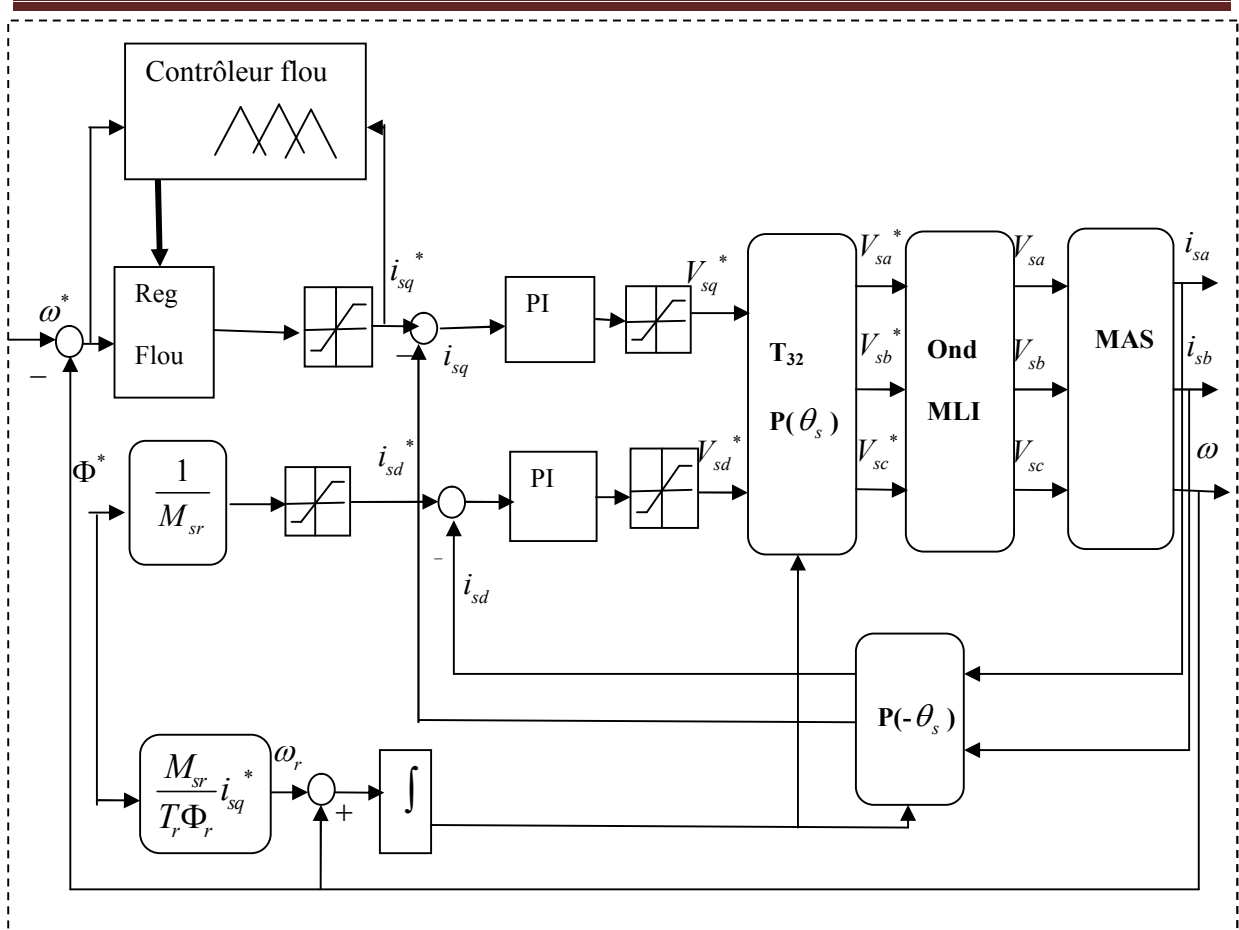


Figure (4-4):Schéma bloc de la commande proposée.

Les Règles du contrôleur flou *FC* [5].

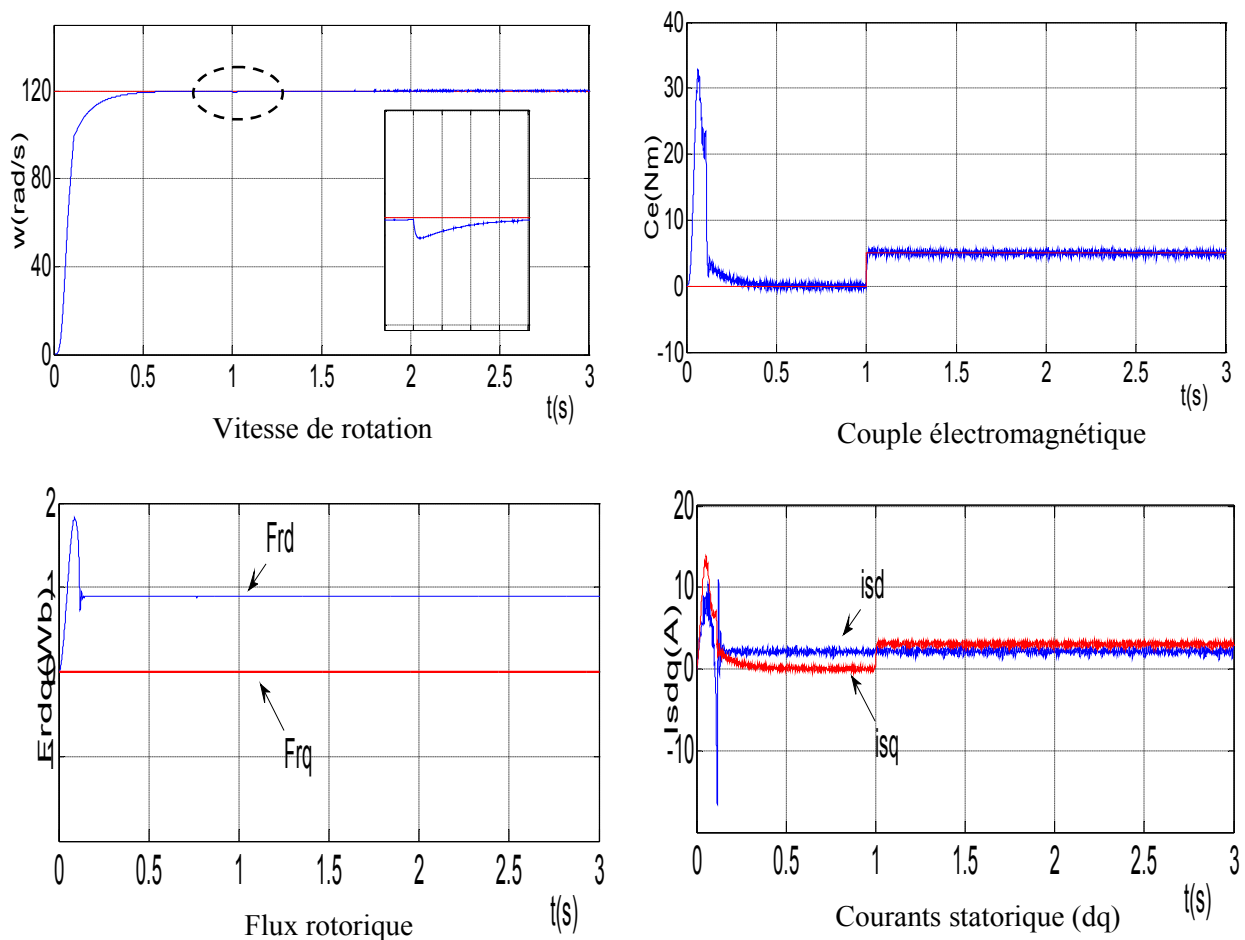
$dU_n$		$dE_n$				
		NG	N	Z	P	PG
$E_n$	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

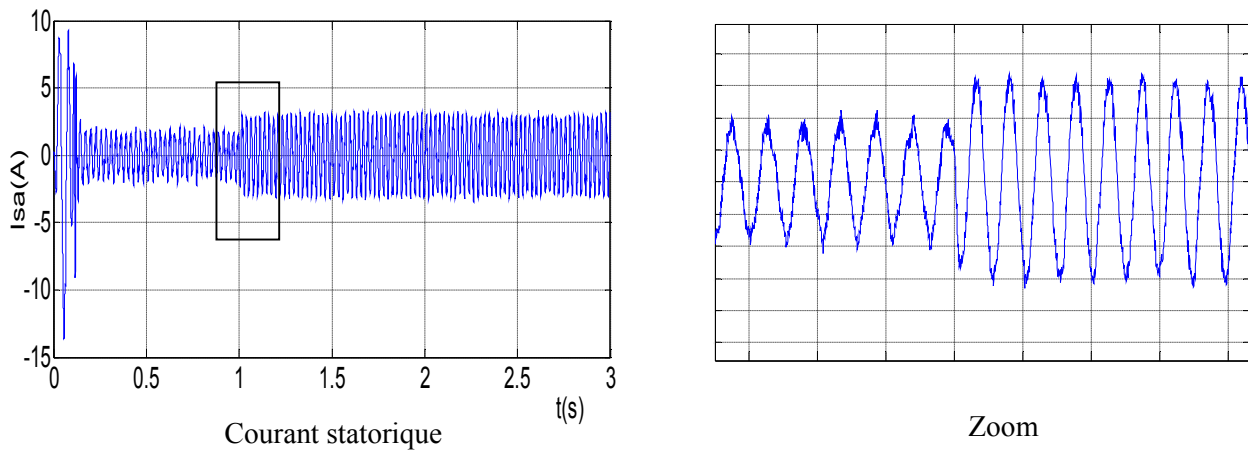
Tableau (4-1) : Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable [5].

#### IV.4. Résultat de Simulation :

L'application du contrôleur flou adaptative a donné une amélioration des performances dynamiques pour les régimes transitoires relatifs à tous les essais et le découplage a été maintenu. La figure (Figure.4-5) présente les performances de la commande floue adaptative

à modèle de référence en charge après un démarrage à vide. La charge est présentée par un couple résistant de valeur  $Cr = 5N.m$  à  $t = 1s$ . La vitesse du rotor suit celle générée par le modèle de référence à partir de  $t = 0.5s$ , sans dépassement. Le rejet de perturbation est effectué durant un temps de  $0.1s$  après l'application de la charge. Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie jusqu'à l'instant  $t = 0.4s$  où il oscille autour de zéro. La présence du couple résistant à partir de  $t = 1s$  conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ  $5N.m$  correspondant au couple résistant, les flux  $f_{rd}$ ,  $f_{rq}$ , montre, que la dynamique du flux est stable après un régime transitoire, au régime établi le flux est bien contrôlé et le découplage vectoriel entre le flux et le couple est maintenue .

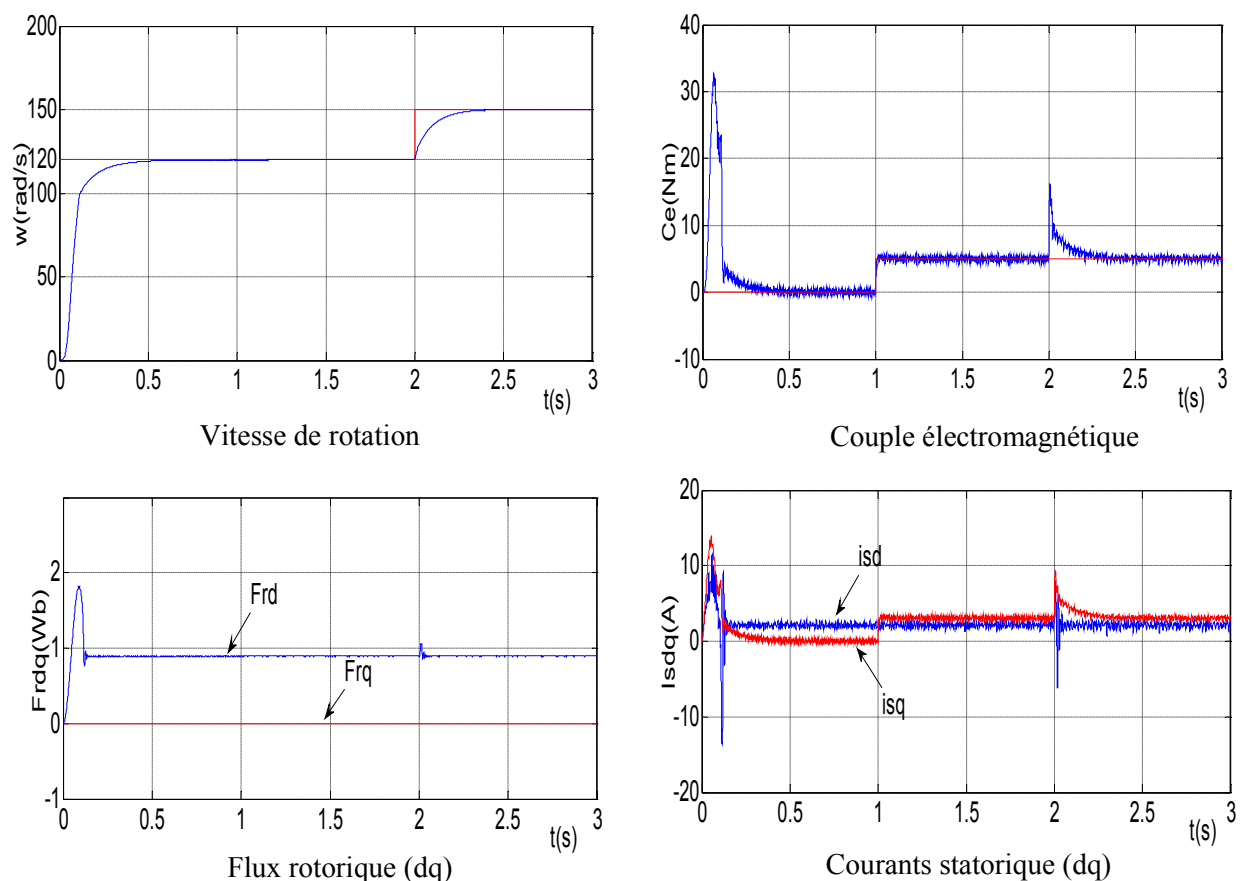


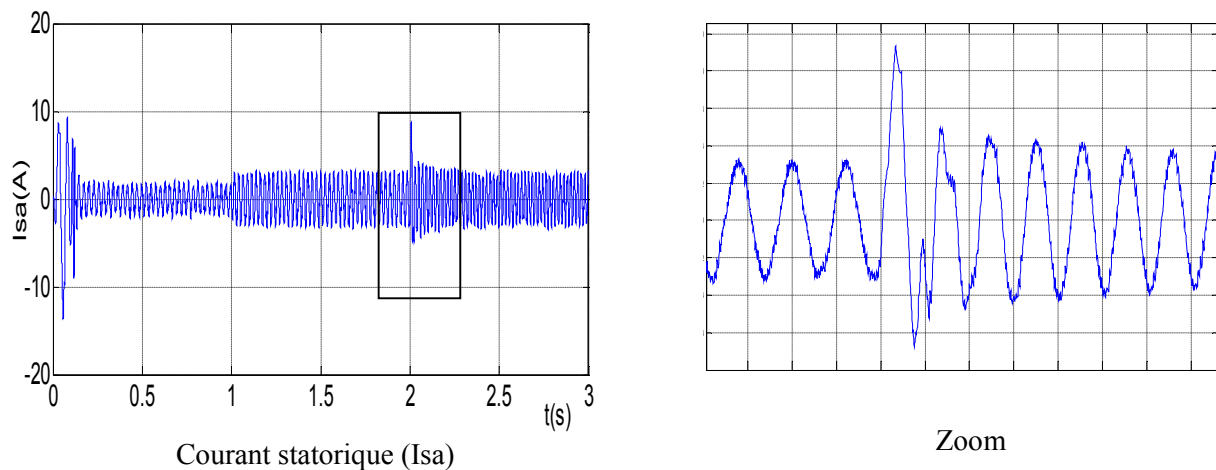


**Figure (4-5) :** Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte adaptative floue de la MAS avec application d'un charge à ( $t=1s$ ,  $C_r=5Nm$ ).

**IV.4.1. Test de variation de la vitesse de référence:**

La figure (4.6) donne les performances du réglage de la vitesse de la machine pour une consigne de 120 rad/s puis 150rad/s a  $t = 2s$  avec une charge de  $C_r = 5Nm$ , on remarque que La vitesse suit la vitesse de référence malgré la présence des perturbations de charge. Le temps de réponse est de l'ordre de 0.1s. Le dépassement est nul .

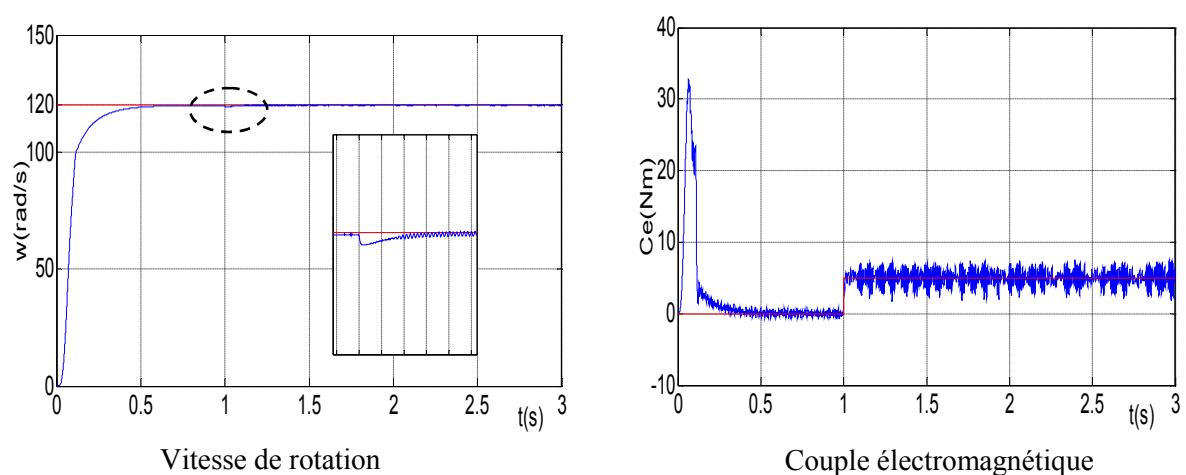


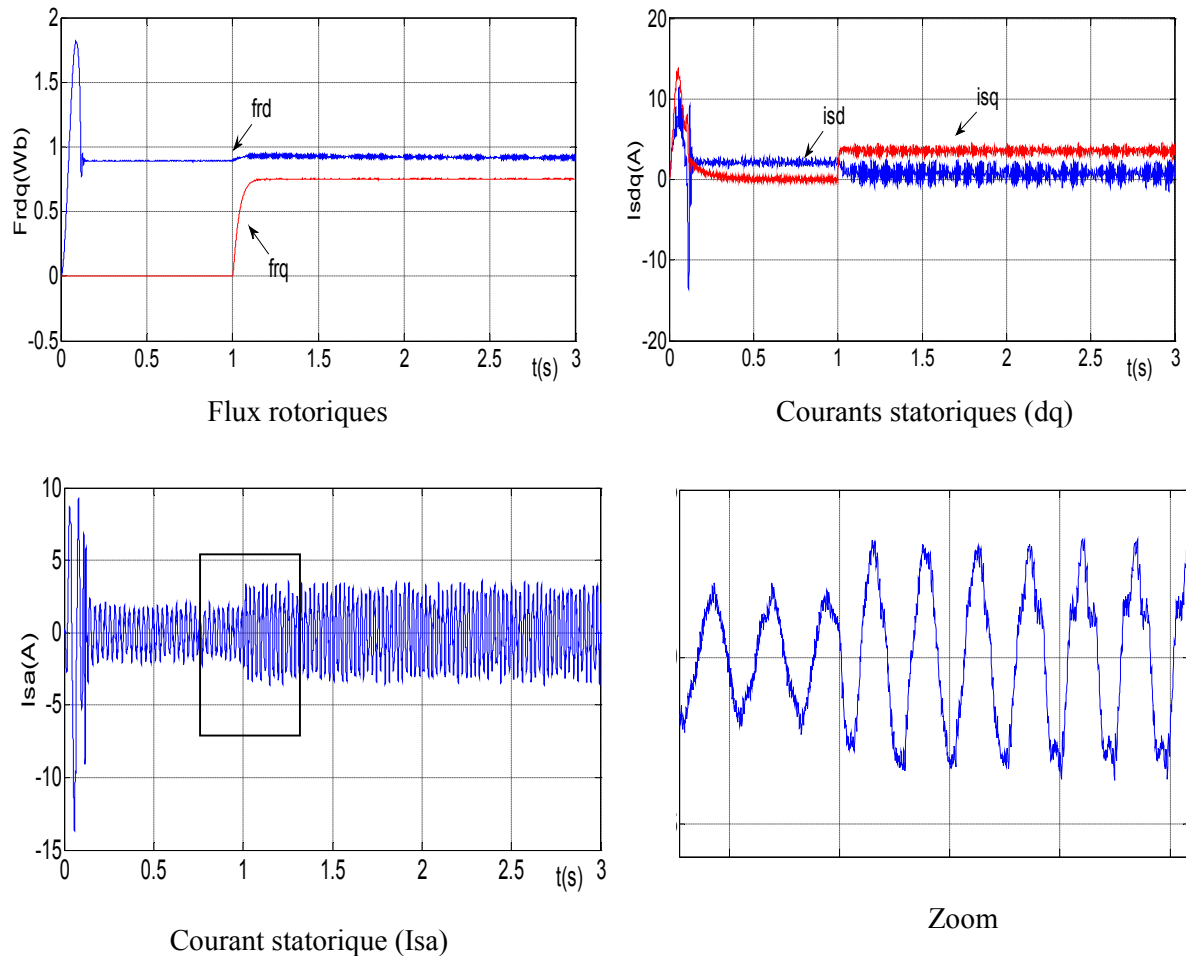


**Figure (4-6) :** Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte adaptative floue de la MAS avec application d'un charge à ( $t=1s$ ,  $C_r=5Nm$ ) et  $w^*=120rad/s$  puis  $150rad/s$  à  $t=2s$ .

#### IV.4.2 Test de variation de la résistance rotorique :

La figure (4-7) montre que le découplage entre le flux et le couple est parfaitement réalisé aux régimes permanents. Le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de résistance rotorique ( $R_r=2*R_m$ ). La vitesse suit son modèle de référence avec une légère erreur en régime transitoire. Il est montré aussi l'insensibilité de la vitesse aux perturbations externes. Enfin, la réponse en vitesse est sans dépassement, sans erreur statique et avec un rejet de perturbation très rapide. Malgré les perturbations internes et externes la commande adaptative maintient les performances désirées.





**Figure (4-7) :** Résultats de simulation de commande vectorielle indirecte adaptative floue de la MAS avec application d'un charge à ( $t=1s$ ,  $C_r=5Nm$ ),  $w^*=120rad/s$  et  $R_r=2*R_{rn}$ .

#### IV.6.Conclusion :

La commande adaptative proposée est avec un modèle de référence dont le mécanisme d'adaptation est en parallèle avec le RLF de la boucle interne. Les performances du régulateur adaptatif par logique floue a été testée. Les résultats obtenus par simulation montrent que RLFA est très robuste par rapport aux perturbations dues aux variations de  $R_r$ . La réponse en vitesse poursuit correctement le modèle de référence choisi malgré les des perturbations. L'apport de la commande adaptative proposé pour le contrôle de vitesse d'une machine asynchrone est appréciable au niveau de la robustesse aux variations paramétriques tel que la résistance rotorique. La mise en œuvre de cette commande présente l'avantage de ne pas nécessiter une identification rigoureuse du constante rotorique dans une plage de variation limitée. Le bon choix des paramètres de commande donne de bonnes performances.

# *Chapitre V*

---

*Etude Comparative entre les techniques  
de Commande Appliquée à la MAS*

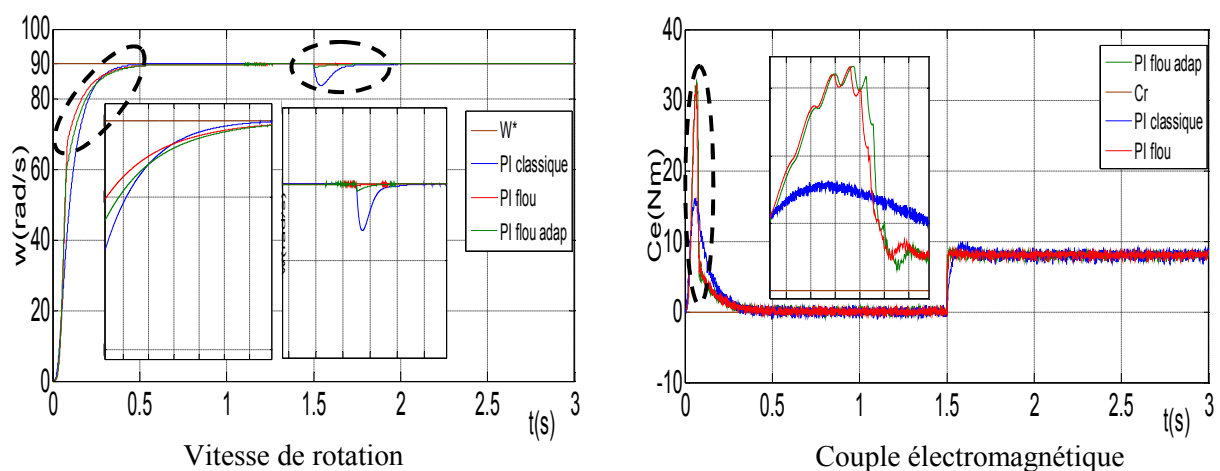
## V.1.Introduction :

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus dans les chapitres précédentes, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée. Dans le présent chapitre nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les trois types de commande ; commande vectorielle avec PI classique; commande par logique floue, commande floue a gain adaptatif ; cela conduit à prévoir ,à priori les avantages et inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle ;du point de vue automatique ,la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que [27] :

- Meilleures performances dynamiques et statiques.
- Meilleures poursuite des consignes contrôlées (vitesse).
- Meilleures rejection des perturbations du couple.
- Insensibilité vis-à-vis des variations des résistances liées à l'échauffement normale du moteur.

## V.2. Fonctionnement Nominal De la Machine Asynchrone :

La figure (5.1) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS avec Les trois commandes (PI classique, PI floue et PI floue adaptative) suite de l'application des charges de 8N.m à  $t=1.5s$ , en imposant la vitesse de référence  $\Omega^*= 90$  rad/s.



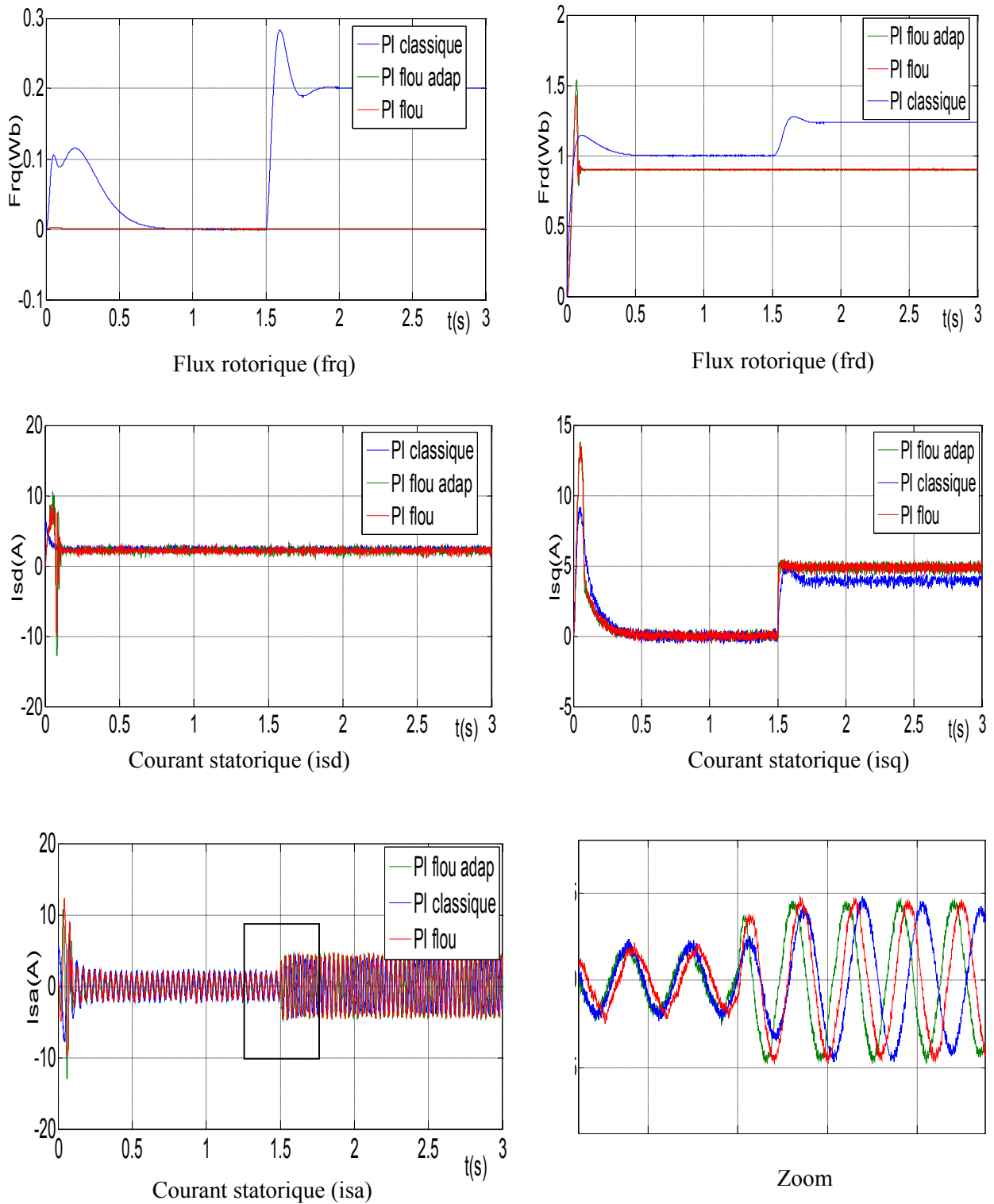


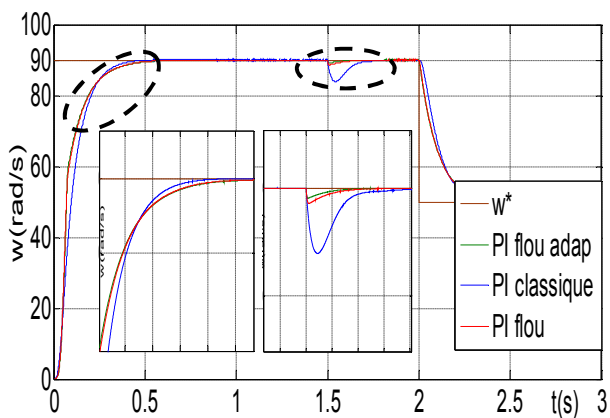
Figure (5-1) : Résultats de simulation Fonctionnement nominale.

### V. 3. Testes de Robustes Pour les Trois types de Commandes :

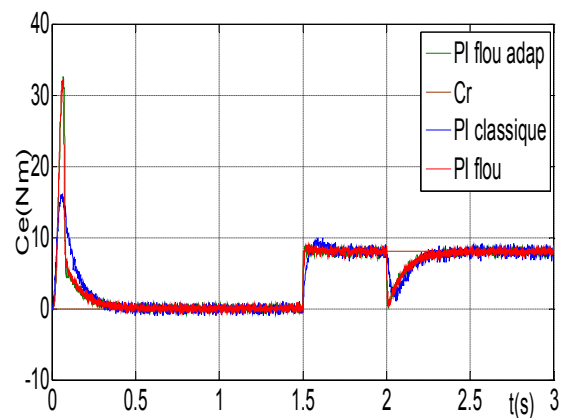
Dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque type de commande : la commande vectorielle indirect avec PI classique et la commande par PI floue de la vitesse de la machine asynchrone, enfin la commande par PI floue adaptative, nous avons simulé le système dans des conditions variable de fonctionnement à savoir la variation de la vitesse, les variations paramétriques résistifs, notamment la résistance rotorique. Et pour chaque variation nous avons présenté les figures de la commande pour l'évolution de la vitesse de rotation, du flux, du couple électromagnétique, et du courant.

#### V. 3.1 Fonctionnement De la Machine Lors de la Variation de la Vitesse :

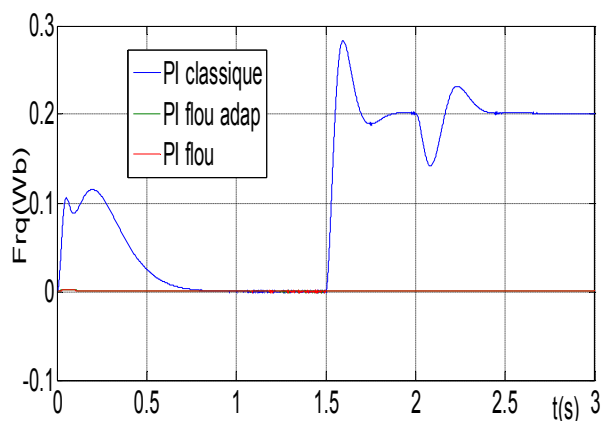
La machine est initialement chargée à une valeur ( $C_r=8 \text{ N.m}$ ) et tourne à une vitesse de référence  $90 \text{ rad/s}$ . A l'instant  $t = 2\text{s}$  en démunie la vitesse à  $50\text{rad/s}$ .



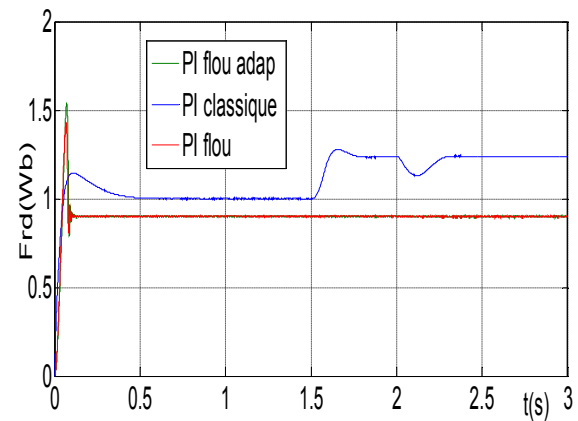
Vitesse de rotation



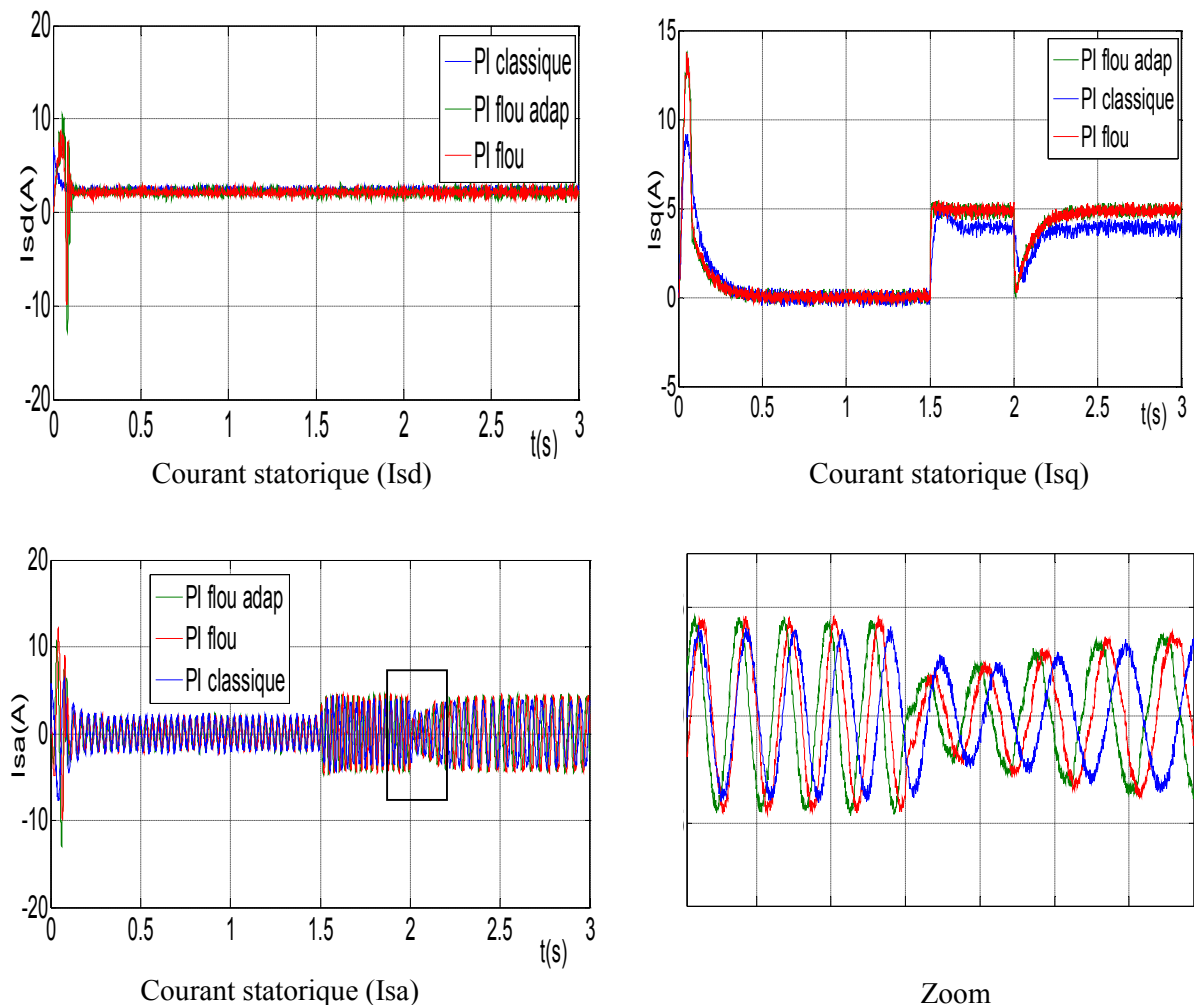
Couple électromagnétique



Flux rotorique (frq)



Flux rotorique (frd)

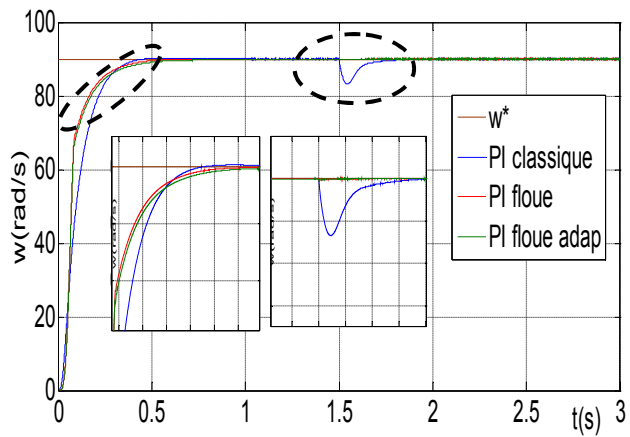


**Figure (5-2) :** Résultats de simulation avec variation de vitesse de référence.

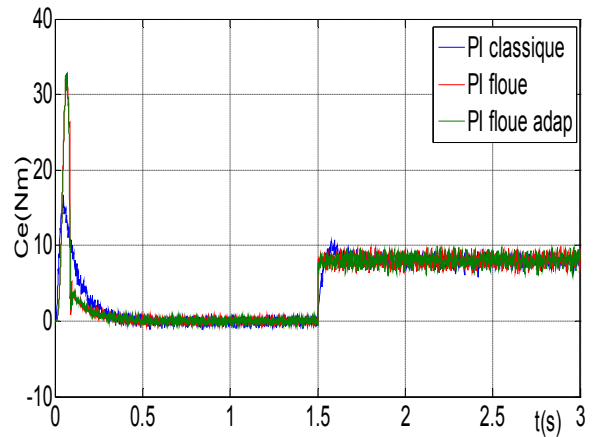
La figure (5-2) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les trois types de réglage, par contre la Commande par PI floue adaptative présente un temps de réponse plus faible que le réglage par la commande PI classique ou PI floue. Le couple donné par la Commande par PI floue adaptative moins d'ondulation par rapport la commande avec PI classique et il regagne rapidement à sa valeur de référence.

### V. 3.2. Fonctionnement De la Machine Lors de la Variation de la Résistance Rotorique

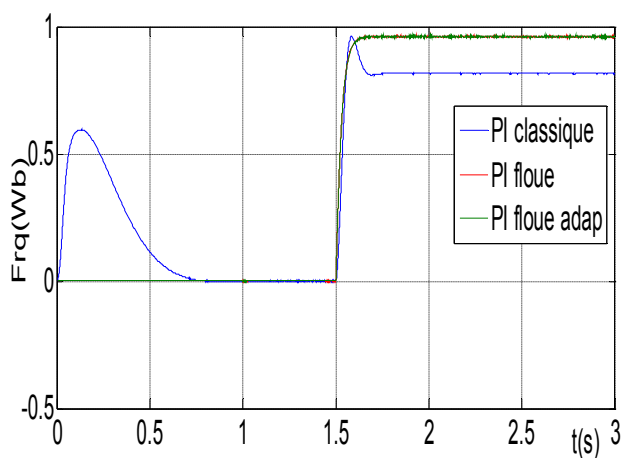
Pour voir l'influence de la variation de résistance rotorique dû à l'échauffement de la machine sur la commande utilisée, on fait varier la résistance rotorique tel que ( $R_r=2 \cdot R_{rn}$ ) comme suit :



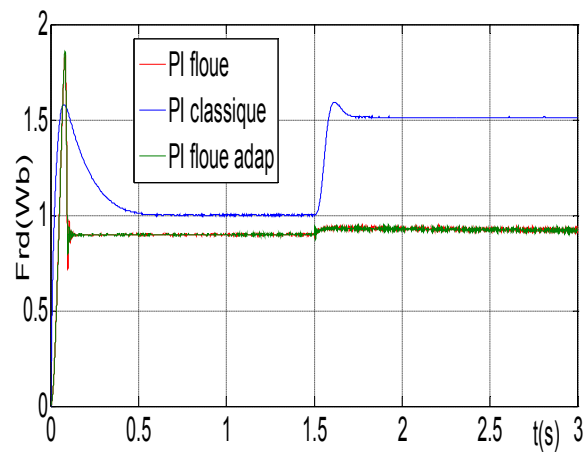
Vitesse de rotation



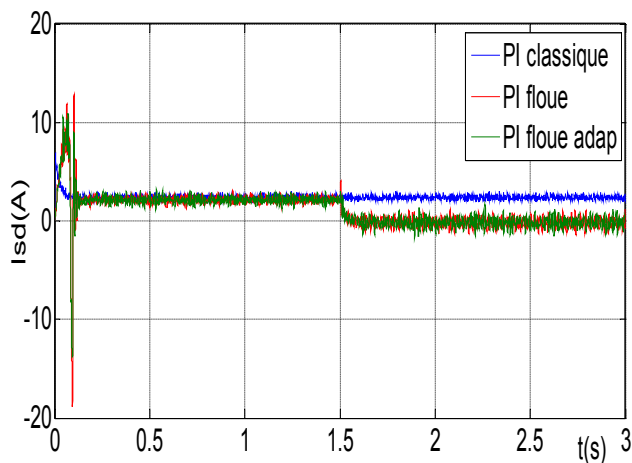
Couple électromagnétique



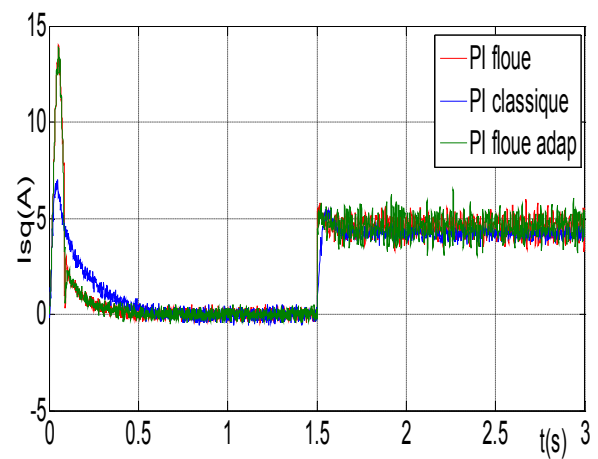
Flux rotorique(Frq)



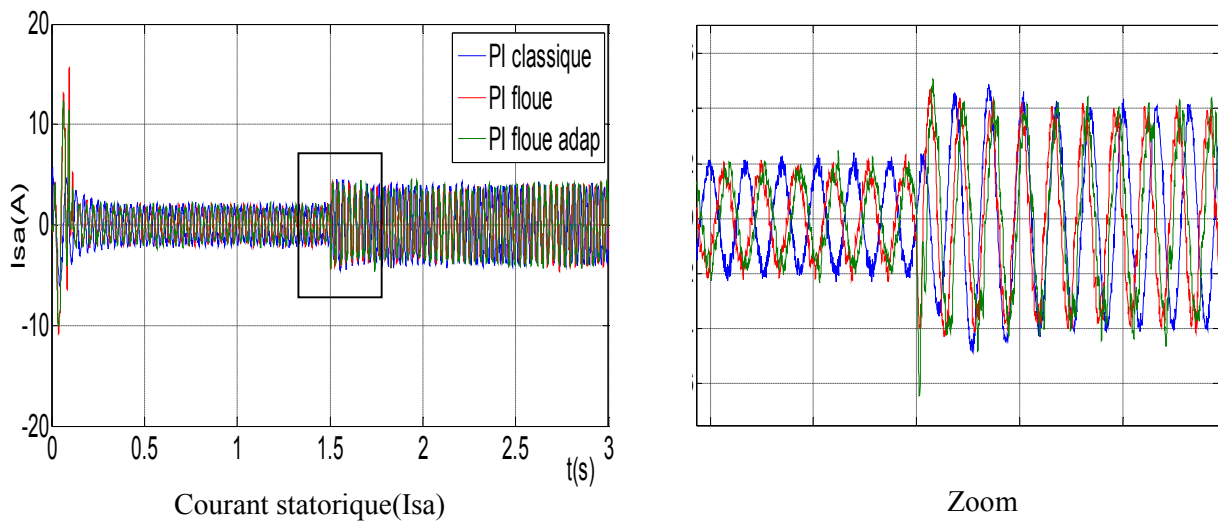
Flux rotorique(Frd)



Courant statorique(Isd)



Courant statorique(Isq)



**Figure (5-3) :** Résultats de simulation lors d'une variation paramétrique ( $R_r=2 \cdot R_{rn}$ ).

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse sont satisfaisantes pour les trois types de commande.

#### V.4.Conclusion :

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou et PI floue adaptative a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI conventionnel pour améliorer les performances de ce dernier et donc du contrôle vectoriel.

Des tests de robustesse de ces commandes ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse et la variation paramétrique. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse aux valeurs de références correspondantes, ce qui prouve une bonne poursuite de la commande par PI floue adaptative. Finalement on peut conclure que la commande par PI floue adaptative présente de meilleures performances et robustesse par rapport à les deux autres.

# *Conclusion Générale*

---

## ***CONCLUSION GENERALE***

L'objectif du travail présenté dans cette mémoire est la synthèse des différentes stratégies de commandes, puis la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire, PI flou, adaptative et adaptative flou de haute performance appliquée à la machine asynchrone ayant pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

Après avoir introduit un état de l'art sur la machine asynchrone et les techniques de commande, un rappel théorique de la modélisation de machine asynchrone et l'onduleur de tension contrôlés par hystérésis ont été présentés.

Après une brève présentation de technique de commande par PI, nous avons appliqué cette commande à la machine asynchrone en fonctionnement moteur. Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées.

Pour améliorer les résultats obtenus un régulateur PI-flou a été introduit. Les résultats de simulations obtenus montrent une amélioration du comportement de la machine.

Pour faire face au problème de calcul des gains flous, nous avons construit un mécanisme d'adaptation sur l'application de la théorie de Lyapunov pour déterminer les valeurs réelles des gains d'un PI-flou. En partant des propriétés de la théorie de stabilité de Lyapunov, une étude comparative de résultats de simulation montre clairement que la régulation par le contrôleur flou-adaptatif donne de meilleures performances.

Les résultats affichés ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab.

Comme perspective à notre travail, on propose :

- La première perspective qui consiste à examiner la mise en œuvre de la commande adaptative non linéaire, tel que tout le bloc de découplage soit remplacé par des sous-systèmes adaptatifs pour l'adaptation des dynamiques du flux et du couple.
- L'introduction des onduleurs multi-niveaux.
- Chercher une commande hybride (FOC+DTC)..

# *Annexe*

---

## *ANNEXE*

### PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE [10] :

Puissance nominale	1.08 KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	2.83/ 4.91A
Nombre de pole	4
Cos $\varphi$	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

### Paramètres électriques :

Résistance statorique	10 $\Omega$
Rrésistance rotorique	6.3 $\Omega$
Inductance cyclique du stator	0.4642 H
Inductance cyclique du rotor	0.4612 H
Inductance mutuelle	0.4212 H

### Parameters mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.02 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux	0.0001 SI

**Le régulateur PI :**

$$k_i = 2.8407.$$

$$k_p = 0.2841.$$

**Le contrôleur flou :**

$$E = 0.00009.$$

$$dE = 0.000009.$$

$$dU = 20.$$

# *Bibliographies*

## ***Bibliographies***

- [1] **P. Vas**, "Vector control of AC machines", Oxford Science publication, 1990
- [2] **Kouzi. K.**, "Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [3] **B. K. Bose**, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.
- [4] **B. K. Bose**, "Power electronics and variable frequency Drives: Technologie and applications", IEEE press 1997.
- [5] **L. Baghli**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de doctorat de l'université d'Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.
- [6] **B. K. Bose**, "Expert systems, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control", Proc. IEEE, vol. 82, pp. 1303-1323, 1Ug.1994.
- [7] **Colin. Schauder**, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers" IEEE 98.
- [8] **Mr. ZIKEM Morad**, "Etude Comparative Entre La Commande Direct Du Couple Et La Commande Par Mode De Glissant De la Machine Asynchrone Sans Capteur De Vitesse". Mémoire De Master En Génie Electrique. Université De M'sila.2013/2014.
- [9] **kh.YAHIA**, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé". Mémoire de Magister En Electrotechnique. Université Mohamed Khider De Biskra.2005.
- [10] **H.AOUINA et Y.BEN HAMADA**, "Commande adaptative par modèle de référence d'une machine asynchrone". Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique. Université Mohamed Boudiaf De M'sila.2006.
- [11] **S. DJERIOU**, "Simulation d'un système photovoltaïque alimentant une machine asynchrone". Mémoire de Magister En Electrotechnique. Université Ferhat Abbas De Setif.2011.
- [12] **I. DEGHNOUCHE, L. HELLALI et O. MOUSSA**, "Commande Par "PI" D'une Machine Asynchrone Avec Cassure Des Barres Rotoriques". Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique .Université Mohamed Boudiaf De M'sila . 2009/2010.
- [13] **F.MEZAACHE et A.MENASRI**, "Implémentation Des "RNA" Sur "FPGA" Pour Le Diagnostic Des Défaillances De La Machine Asynchrone En Utilisant La CO-SIMULATION". Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique. . Université De M'sila. 2008/2009.
- [14] **M.BOUGLAM**, "Synthèse des observateurs non linéaires appliqués à la commande sans capteur de la machine asynchrone". Mémoire De Master En Génie Electrique. Université De M'sila.2012/2013.

- 
- [15] **MINH TA CAO**, “Commande numérique de machine asynchrone par logique floue”, Mémoire pour l'obtention du grade de Philosophiae Doctor , Faculte des Science et De Génie Université LAVAL QUÉBEC, 1997.
- [16] **M T. BENCHOUIA**, “Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées”. Mémoire De Doctorat en Sciences. . Université Mohamed Khider De Biskra . 2006.
- [17] **KH. HALLOUCHE, Y. NEFNAF** “Commande des machines a induction en tenant compte des défauts ”, Mémoire D’ingénieur D’état en Electrotechnique. . Université De M’sila .2007/2008.
- [18] **A. El Ougli**, “Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs “, Thèse de doctorat de l’université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès, Mai 2009.
- [19] **F. GHERS**, “Application Des Technique De Commande Intelligentes Pour Le Contrôle D’une Machine Asynchrone”. Mémoire de Magister. Université Badji Mokhtar Annaba.2006.
- [20] **J. P. Chen**, “La commande adaptative décentralisée”, thèse de doctorat, Laboratoire d’Automatique et d’Analyse des Systèmes du CNRS, décembre 1986.
- [21] **Osburn, P. V., H. P. Whitaker and A. Kezer**, "New développements in the design of adaptive control systems", In: Institute of Aeronautical Sciences, pp. 39-61. 1961.
- [22] **S. MEZIANE**, “Commande Adaptative et Prédictive de la machine asynchrone” Thèse de doctorat de l’université Mentouri Constantine,2009.
- [23] **Sidney R. Bowes and Jian Li**, “New robust adaptive control algorithm for high-performance drives ”IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 2, pp.325 - 336 April 2000.
- [24] **L. Baghli, H. Razik & A. Rezzoug**, “Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique”, LFA’96 Rencontres francophones sur la logique floue et ses Applications, Nancy, pp. 40-46, 4-5 décembre 1996.
- [25] **Y. Mihoub, B.Mazari, M.Heniche**, “neuro-fuzzy Controller architecture used to adapt the parameters of PI regulator to control a DC motor with a time varying load”, UPEC 2000.
- [26] **M.ABID, A.AISSAOUI, B.DEHIBA ET A. TAHOUR**, “Robustesse De La Commande Adaptative De Vitesse D’une Machine Asynchrone”, Université Sidi Bel Abbes. 2007.
- [27] **M. Laamayad Tahar**, “Commande Optimale d’une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue”. Mémoire de Magister. Université Batna Faculté des Sciences de l’ingénieur Département d’Electrotechnique.2008.
- [28] **G. Ramond**, "Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application", **Université Paris XI U.F.R. Scientifique D’Orsay, thèse doctorat Sept 2001.**
- [29] **Georgiou G.** "Commande adaptative de moteur asynchrone" **Mémoire de D.E.A., Labo fltoilt des Signaux et Systèmes Gif. sur. Yveue, 1988**
-

[30] **T. V. Raumer**, "Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone", **Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.**

[31] **Y. Miloud, A. Draou** "Performance analysis of a fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive", **Turk J Elec Engin, vol.13, N°2. 2005.**

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

Proposé et dirigé par : **Dr. BELHAMDI.Saad**

Présenté par : **FERHAT. Hadjer**

**Thème**

**Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone**

**Résumé**

Ce sujet traite le contrôle de vitesse de la machine asynchrone (MAS) moyennant un régulateur à logique floue. Nous commençons par la modélisation de la MAS alimentée par un convertisseur statique.

La commande vectorielle est introduite dans le but d'avoir un modèle découplé. En se basant sur les notions des systèmes flous, nous parvenons à élaborer la structure du régulateur par logique floue qui sera utilisé pour la commande en vitesse de la MAS. Nous intéressons dans ce cas par l'adaptation floue du gain de commande et par la supervision floue du régulateur PI.

**Mots Clés:** Moteur asynchrone, Commande Vectorielle, PI, logique floue, Commande adaptative flou.

**N° d'ordre :** CSE-211.