

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث

العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي - برج بوعريريج

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département Electromécanique

## MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Electrotechnique

**Spécialité** : Commandes Electrique

**Par** : - Benhizia Bachir

- M'hamdi Abdelbasset

## Sujet

Commande Entrée/Sortie-floue d'un moteur asynchrone

Soutenu publiquement, le 05 / 06 /2024 devant le jury composé de :

Mr. SAKHARA Saadi	MCA	Univ-BBA	Président
Mr. ZEBIRI Fouad	MCB	Univ-BBA	Examinateur
Mr. BENHENICHE Abdelhak	MCA	Univ-BBA	Encadrant

Année  
Universitaire  
2023/2024

# Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Les deux personnes les plus chers au monde que je ne peux les mercis  
jamais assez : leur aide, encouragement, soutiens, sacrifices et leur patience  
pendant toute ma vie : Mes parents ;

Mon père et Ma mère.

Son oublié

Mes frères et mes sœurs.

À toute ma famille et mes amies.

À mes camarades d'électrotechnique.

Benhizia Bachir

# Dédicaces

Je dédie ce travail :

À mes chers parents.

À tous les autres membres de la famille.

À tous mes amis.

En reconnaissance de tous les sacrifices consentis par tous pour me permettre d'atteindre cette étape de ma vie. Avec toute ma tendresse, Sincère gratitude.

À tous ceux qui comptent pour moi.

M'hamdi Abdelbasset

## **Remerciements**

**Avant toute chose, nous remercions Dieu le puissant de nous avoir donné courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.**

**Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à Dr Abdhak Benheniche qui nous a guidés, critiqué, fait des suggestions, pour son encouragement permanent et son aide nous ont énormément facilité la tâche. Nous le remercions infiniment pour tout.**

**Nos remerciements vont également au président et aux membres de jury qui feront l'honneur d'évaluer notre modeste travail. Ainsi qu'à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.**

**Nous tenons également à remercier nos collègues et amis qui nous ont aidés durant ce travail.**

Listes des figures

<b>Fig.1.1</b> : Constitution de la machine à cage d'écureuil.....	2
<b>Fig.1.2</b> : Représentation des enroulements de la MAS.....	6
<b>Fig.1.3</b> : Les enroulements équivalents dans le repère (u.v).....	7
<b>Fig.1.4</b> : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.....	12
<b>Fig.2.1</b> : Linéarisation E/S par bouclage statique.....	29
<b>Fig.2.2</b> : Représentation d'état d'un système linéaire .....	29
<b>Fig.2.3</b> : Schéma bloc système linéarisé .....	33
<b>Fig.2.4</b> : Dynamique du système linéarisé .....	33
<b>Fig.3.1</b> : Fonction d'appartenance à trois ensemble.....	46
<b>Fig.3.2</b> : Fonction d'appartenance à cinq ensemble.....	47
<b>Fig.3.3</b> : Fonction d'appartenance à sept ensemble.....	47
<b>Fig.3.4</b> : RLF de vitesse.....	50
<b>Fig.3.5</b> : Structure de la command linéarisation entrée / sortie floue.....	51
<b>Fig.3.6</b> : Test d'inversion de sens de rotation pour le régulateur IP .....	52
<b>Fig.3.7</b> : Test de variation de robustesse pour régulateur IP.....	52
<b>Fig.3.9</b> : Test d'inversion de sens de rotation pour le régulateur flou .....	54
<b>Fig.3.10</b> : Test de variation de robustesse pour le régulateur flou.....	54

## Liste des tableaux

---

### Liste des tableaux

**Tab (3.1) :** Table de règle pour RLF de vitesse.....48

**Tab (3.2) :** Table de comparaison.....56

### Liste des symboles

$X$  : Vecteur d'état.

$S, r$  : Indice indiquant stator et le rotor respectivement.

$A, bc$  : Indice indiquant les trois phases du moteur asynchrone.

$\alpha, \beta$  : Indice indiquant le repère fixe lie au stator de la MAS.

$d, q$  : Indice indiquant Le repère  $d - q$  tournant avec le flux du rotor.

$x, y$  : Indice indiquant Le repère  $x - y$  tournant avec le champ tournant.

$\Phi_{sabc}\Phi_{rabc}$  : Flux crée par les trois phases statorique et rotorique.

$\Phi_{s\alpha\beta}\Phi_{r\alpha\beta}$  : Flux crée par le statorique et rotorique dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ .

$\Phi_{sxy}\Phi_{rxy}$  : Flux statorique et rotorique équivalents dans le repère  $x - y$ .

$i_{sabc}i_{rabc}$  : Courant des trois phases statorique et rotorique.

$i_{s\alpha\beta}i_{r\alpha\beta}$  : Courant statorique et rotorique dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ .

$i_{sxy}i_{rxy}$  : Courant statorique et rotorique équivalents dans le repère  $x - y$ .

$u_{sabc}u_{rabc}$  : Tension des trois phases statorique et rotorique.

$u_{s\alpha\beta}u_{r\alpha\beta}$  : Tension statorique et rotorique dans le repère  $\alpha$ - $\beta$ .

$u_{sxy}u_{rxy}$  : Tension statorique et rotorique équivalents dans le repère  $x - y$ .

$M$  : Inductance mutuelle équivalente.

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

$L_s$  : Inductance propre de la phase du stator.

$L_r$  : Inductance propre de la phase du rotor.

$R_s$  : Résistant statorique.

$\Omega$  : Vitesse mécanique de la machine en (rad/s).

## Liste des symboles

---

$\Omega_r$   $\Omega_s$  : Vitesse statorique et rotorique.

$S$  : Opérateur dérivé de Laplace.

$J$  : Moment d'inertie du rotor.

$g$  : Glissement.

$P$  : Nombre de pair de pôles.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$\delta$  : Coefficient de dispersion.

$f$  : Opérateur de Lie de la fonction  $h$  dans la direction  $f$ .

$[L]$  : Matrice de gain.

$D(x)$  : Matrice de Découplage.

$\theta$  : Position angulaire du rotor par rapport au stator.

$\theta_r$  : Position angulaire du repère  $(d, q)$  par rapport au rotor.

$\theta_s$  : Position angulaire du repère  $(d, q)$  par rapport au stator.

$e$  : Erreur d'estimation d'état.

$T_r$  : Constante de temps du rotor.

$T_s$  : Constante de temps du stator.

$W_e$  : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant- Couple de démarrage.



### Résumé

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse du moteur asynchrone (MAS) alimentée par un onduleur de tension MLI à hystérésis. Le contrôle de la vitesse est basé sur la commande floue. Des tests de simulation ont été effectués pour monter les performances du régulateurs conçu, les résultats ont été très satisfaisants.

Mots clés :

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

### Mots clés

Commande non linéaire, commande par linéarisation, théorie de la linéarisation, machine asynchrone (MAS), Logique floue, MLI, MATLAB/Simulink.

### Abstract

This thesis presents a study of the modeling and speed control of an asynchronous motor powered by inverter voltage converters. A presentation of the fuzzy control basis and the possible ways to achieve this control was given. Then the fuzzy speed regulator was used to control an asynchronous motor.

Finally, simulation results are presented to show the efficiency and accuracy of this control technique.

### keywords

Asynchronous Machine, Vector Control, Voltage Inverter, PWM, Speed control, Fuzzy Logic.

### المخلص

تقدم هذه المذكرة دراسة للنمذجة والتحكم في سرعة المحرك اللائزمني الذي يعمل بمحولات الجهد العكسي باستعمال نظرية التحكم الضبابي والطرق الممكنة لتحقيق هذا التحكم، ثم استخدام منظم السرعة الضبابي للتحكم في المحرك اللائزمني، وتم استخدامها لتصميم نظام التحكم في التطواف الضبابي.

وأخيرا يتم عرض نتائج المحاكاة لإظهار حقيقة تقنيات هذا التحكم ودقته.

### كلمات البحث

آلة غير متزامنة، التحكم في ناقل الحركة، عاكس الجهد، تقنية التخير، منظم، منطق ضبابي

**Table des matières**

**Dédicaces**

**Remerciements**

**Liste des figures**

**Liste des tableaux**

**Liste des symboles**

**Résumé**

**Table des matières**

**Introduction générale**

**Chapitre 01 : Modélisation de la machine asynchrone**

<b>1.1. Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1.2. Définition de la machine asynchrone</b>	<b>1</b>
<b>1.3. Description de la machine asynchrone triphasée</b>	<b>1</b>
<b>1.4. Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone</b>	<b>2</b>
<b>1.5. Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones</b>	<b>2</b>
1.5.1. Les avantages des MAS	3
1.5.2. les inconvénients MAS	3
<b>1.6. Domaines d'utilisation des machines asynchrones</b>	<b>3</b>
<b>1.7. Modélisation d'une Machine Asynchrone</b>	<b>3</b>
1.7.1. Hypothèses simplificatrices	4
1.7.2. Mise en équations de la MAS	4
1.7.3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone	6
1.7.4. Choix du référentiel	9
1.7.5. Les différents référentiels possibles	9
1.7.6. Equation des tensions de la MAS exprimées dans les différents référentielles	9

## Table des matières

---

<b>1.8. Modélisation vectorielle de la machine à induction</b>	<b>10</b>
<b>1.9. Modulation de l'onduleur de tension a MLI</b>	<b>3</b>
<b>1.10. Conclusion</b>	<b>13</b>
<b>Chapitre 02 : Théories sur la commande par linéarisation</b>	
<b><u>2.1.Introduction</u></b>	<b>22</b>
<b><u>2.2.Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires</u></b>	<b>22</b>
<u>2.2.1.Systèmes linéaires</u>	22
<u>2.2.2.Systèmes non linéaires</u>	23
<b><u>2.3.Systèmes asservis</u></b>	<b>23</b>
<u>2.3.1.Performances d'un Système asservi</u>	24
<b><u>2.4.Commandabilité et observabilité d'un système</u></b>	<b>24</b>
<u>2.4.1.Commandabilité d'un système</u>	24
<u>2.4.2.Observabilité d'un système</u>	24
<b><u>2.5.Théorie de linéarisation</u></b>	<b>24</b>
<u>2.5.1.Outils mathématiques</u>	25
<u>2.5.2.Dérivées de lie</u>	26
<u>2.5.3.Difféomorphisme</u>	26
<u>2.5.4.Degré relatif</u>	26
<b><u>2.6.Linéarisation E/S</u></b>	<b>29</b>
<b><u>2.7.Problème de linéarisation E/S</u></b>	<b>30</b>
<b><u>2.8.Principe de technique de linéarisation au sens des E/S</u></b>	<b>31</b>
<b><u>2.9.Dynamique d'ordre zéro</u></b>	<b>34</b>
<b><u>2.10.Conclusion</u></b>	<b>34</b>

## Table des matières

---

### **Chapitre 03 : Application de commande Entrée-Sortie floue d'un moteur asynchrone**

<b>3.1.Introduction</b>	<b>30</b>
<b>3.2.Commande par linéarisation E/S</b>	<b>35</b>
3.3.Modèle d'état du MAS	36
3.4.Sorties régulées et critère de commande	38
<b>3.5. Commande par linéarisation E/S du flux et de couple</b>	<b>38</b>
3.5.1.Degré relatif	38
<b>3.6.Forme d'ordre zéro</b>	<b>39</b>
<b>3.7.Appllication de la commande E/S-floue du MAS</b>	<b>41</b>
3.7.1.La logique floue	41
3.7.2.Commande par logique floue	44
<b>3.7.3.Principe généraux d'une commande par logique floue</b>	<b>44</b>
3.7.4.Avantages et inconvénient d'une commande par logique floue	44
3.7.5.La logique floue dans la commande de MAS	45
3.8.Commande de la vitesse par logique floue	46
<b>3.9.Conception d'une controleur floue</b>	<b>46</b>
3.9.1.Définition des fonction d'appartenance	46
3.9.2.Analyse du comportement	47
3.9.3.Défuzzication	48
<b>3.10.Choix de la méthode d'inférence</b>	<b>48</b>
<b>3.11.La simulation</b>	<b>50</b>
3.11.1.Schéma de simulation	50
3.11.2.Résultats de simulation analyse	51
<b>3.12.Comparaison entre la logique floue et le régulateur floue IP</b>	<b>55</b>
<b>3.13.Conclusion</b>	<b>57</b>
<b>Conclusion générale et perspectives</b>	

---

# Introduction générale

---

### Introduction générale

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (mW au MW) et les applications sont très diverses (électroménager, robotique, traction, etc.). Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément important dans les différents cycles de formation. L'étude de la commande des machines électriques est une discipline transversale, nécessitant des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. [6]

Pendant de nombreuses années, la machine à courant continu a constitué la seule source électromagnétique de la vitesse variable, en raison de la facilité de sa commande ; la machine à courant continu à excitation séparée présente les avantages d'être facilement commandée grâce à l'accessibilité de ces grandeurs et au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. En revanche elle présente l'inconvénient majeur de fait de la présence des balais frottant sur les collecteurs, ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse de la machine et exige une maintenance importante. Ces limites ont conduit à l'étude des moteurs à courant alternatif, en particulier la machine asynchrone. [7]

La machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis longtemps, elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple notamment pour la machine asynchrone à cage. Son utilisation dans le processus industriel était limitée dans les applications qui ne demandent pas des hautes performances dynamiques comme par exemple l'entraînement des pompes, des ventilateurs ou des compresseurs. La variation de la vitesse rotorique se faisait soit à fréquence fixe et tension d'amplitude variable, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor ou sur son alimentation. [21]

La commande non -linéaire par linéarisation est une alternative au contrôle découplé des moteurs asynchrones tout en assurant une linéarisation parfaite quelle que soit la courbe de trajectoire du système. La technologie de contrôle non linéaire est basée sur la théorie de la géométrie différentielle, parmi laquelle la technologie de linéarisation au sens d'état d'entrée et d'entrée et de sortie est la plus importante.

## Introduction générale

---

L'émergence de la logique floue qui est connue pour sa simplicité et sa robustesse réduit la difficulté de calcul en se basant sur le comportement du système où des algorithmes pourront être implantés facilement par l'établissement des règles par les experts, ces règles qui décrivent le comportement du système tout en assurant sa robustesse et aller jusqu'à l'amélioration des performances dynamiques. L'apport des commandes intelligentes est bien mis en valeur puisque les performances obtenues aujourd'hui permettent souvent à la machine asynchrone de supplanter d'autres machines. Le présent travail vise à évaluer, par simulation, la variation de la vitesse de la machine asynchrone commandée par la commande linéarisation entrée-sortie liée à l'introduction de la logique floue.

### 1. Objectif

L'objectif de notre travail a conçu une commande non linéaire pour la machine asynchrone qui permet de linéariser et de découpler les grandeurs de la machine, et pour cela nous avons opté pour la commande linéarisant entrée-sortie floue. Afin de réaliser notre commande nous avons fait appel au simulateur Matlab/Simulink.

### 2. Plan et structure de travail

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres. Dans le premier chapitre, après avoir décrit la machine asynchrone, nous avons présenté son principe de fonctionnement ainsi que des certains avantages et inconvénients. Nous allons utiliser une transformation triphasée biphasée pour cette modélisation. Nous réaliserons aussi des simulations numériques du fonctionnement d'une machine asynchrone en relation avec un onduleur MLI.

Dans le deuxième chapitre sera consacré aux notions mathématiques qui servent à la compréhension de la technique de linéarisation entrée-sortie. Les étapes à suivre afin de transformer la dynamique du système non linéaire d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation des coordonnées sans perdre sa dynamique originale seront étalés par la suite.

Le troisième chapitre, sera consacré à la commande par linéarisation Entrée-Sortie floue, c'est-à-dire on remplace le régulateur (IP) par un régulateur flou afin de pallier les problèmes de ce dernier, et sera validé par des simulations numériques.

# Chapitre 01

---

## Modélisation de la machine asynchrone

---



## 1.1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Consiste au premier lieu, à donner de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques, magnétique et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de Concordia. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. [1]

La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté.

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé et de sa transformation en un système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques ; ensuite nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un onduleur de tension à deux niveaux.

## 1.2. Définition de la machine asynchrone

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines à rotor bobiné.
- Les machines à cage.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une

armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator). [2]

### 1.3. Description de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse L'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier.

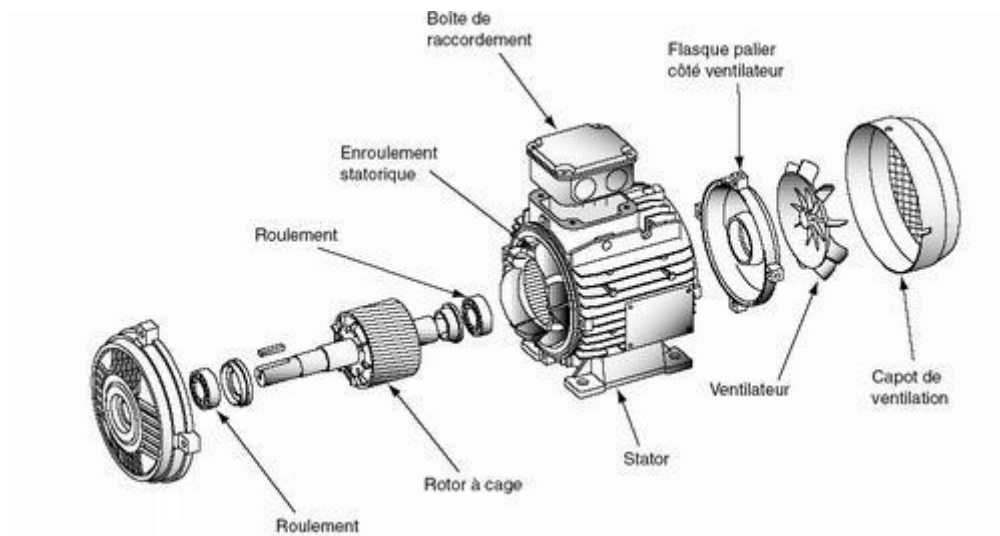


Fig.1. 1 : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil. [2]

### 1.4. Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le fonctionnement du moteur 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 (Loi de Lenz). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, le fonctionnement du moteur asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

Dans le moteur asynchrone, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer du moteur avec la vitesse angulaire synchrone  $\Omega_s$  liée à la fréquence d'alimentation  $f_s$  par l'expression :

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{P} \quad (1.1)$$

L'induction du courant rotorique est conditionnée par le glissement  $g$  qui est une caractéristique particulière du MAS sous l'effet des charges du couple résistant. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse synchrone  $\Omega_s$  et la vitesse du rotor  $\Omega$  rapportée à la vitesse synchrone. Le glissement  $g$  est alors donné par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (2.2)$$

## 1.5. Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones

### 1.5.1. Les avantages

- La robustesse et la facilité de leurs constructions.
- La simplicité de leur mode de changement de sens de rotation.
- Prix peu élevé.

### 1.5.2. Les inconvénients

- La gamme restreinte des vitesses possibles.
- La valeur de facteur de puissance trop faible à charge réduite.
- Les non linéarités du modèle dynamique et la variation des paramètres en fonction de la température rendent la commande difficile à mettre en œuvre.
- Flux rotorique généralement non mesurable.

## 1.6. Domaines d'utilisation des machines asynchrones

La machine asynchrone est utilisée dans plusieurs secteurs d'activité comme les transports, la robotique, la mécanique.

- Elles sont utilisées dans les circuits de démarrage pour machines synchrones.
- Elles sont utilisées comme freins électromagnétiques dans les engins de levage.
- Elles sont utilisées comme autotransformateurs dans les réseaux de distributions.
- Elles sont utilisées comme des régulateurs de phase dans les installations automatiques (on règle la phase des tensions sans changer leurs modules).[3]

## 1.7. Modélisation d'une Machine Asynchrone

Avant de passer à la commande d'un système quelconque, il est primordial d'établir son modèle mathématique. La machine asynchrone n'est pas un système simple car des

nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, telle que la saturation magnétique, les courants de Foucault...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte ces phénomènes. Car d'une part, leur formulation mathématique est difficile et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable. En effet les hypothèses simplificatrices, que l'on citera juste après, permettent d'élaborer un modèle de la MAS qui constitue une approche acceptable dans la plupart des fonctionnements normaux de celle-ci.

Le moteur asynchrone possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement, son modèle est un système de 6 équations différentielles à coefficients fonctions périodique du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

Pour remédier à ce problème, on utilise la transformation de **PARK** qui permet de détourner cette difficulté. [04]

### **I.7.1 Hypothèses simplificatrices**

La modélisation de la machine asynchrone nécessite qu'on prenne en considération un nombre d'hypothèses qui facilitent la résolution des équations différentielles, qui sont :

- Entrefer d'épaisseur uniforme ;
- L'effet d'encoche négligé ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligées ;

### **I.7.2 Equations généralisées de la MAS**

Considérons une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor trois types d'équations traduisent le comportement de la machine qui sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

#### **a) Equations électriques**

Appliquant la loi d'ohm généralisée pour chaque phase, les équations des tensions des trois phases statorique et rotoriques sont :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \quad (1.3)$$

$$[V_{ABC}] = [R_r][I_{ABC}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{ABC}]$$

(1.4)

Avec

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^t \quad [V_{ABC}] = [V_A \ V_B \ V_C]^t$$

$$[I_{abc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^t \quad [I_{ABC}] = [I_A \ I_B \ I_C]^t$$

$$[\Phi_{abc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t \quad [\Phi_{ABC}] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^t$$

### b) Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants des enroulements statorique et rotoriques peuvent être décrites par les équations matricielles suivantes :

$$[\Phi_{abc}] = [L_{ss}][I_{abc}] + [M_{sr}][I_{ABC}] \quad (1.5)$$

$$[\Phi_{ABC}] = [L_{rr}][I_{ABC}] + [M_{rs}][I_{abc}] \quad (1.6)$$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$  : Correspond à la matrice des inductances mutuelle stator-rotor, et s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$L_m$  : La valeur maximale de l'inductance mutuelle.

En introduisant (1.5) et (1.6) dans (1.3) et (1.4), on obtient :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + [L_{ss}] \frac{d}{dt}[I_{abc}] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_{ABC}]) \quad (1.7)$$

$$[V_{ABC}] = [R_r][I_{ABC}] + [L_{rr}] \frac{d}{dt}[I_{ABC}] + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_{abc}]) \quad (1.8)$$

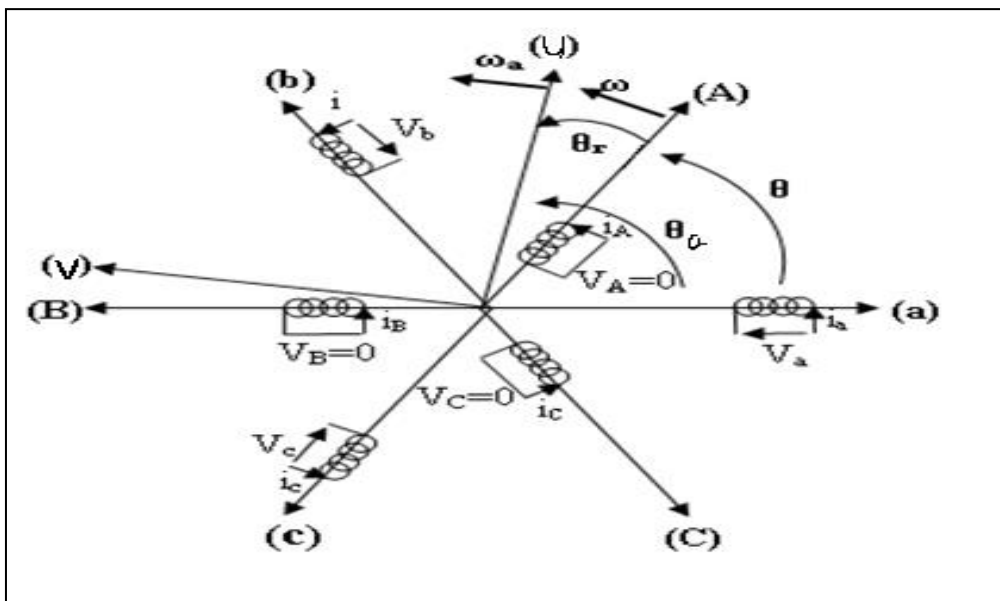
**c) Equation mécanique**

L'équation mécanique de la machine asynchrone qui décrit le mouvement s'écrit par la relation suivante :

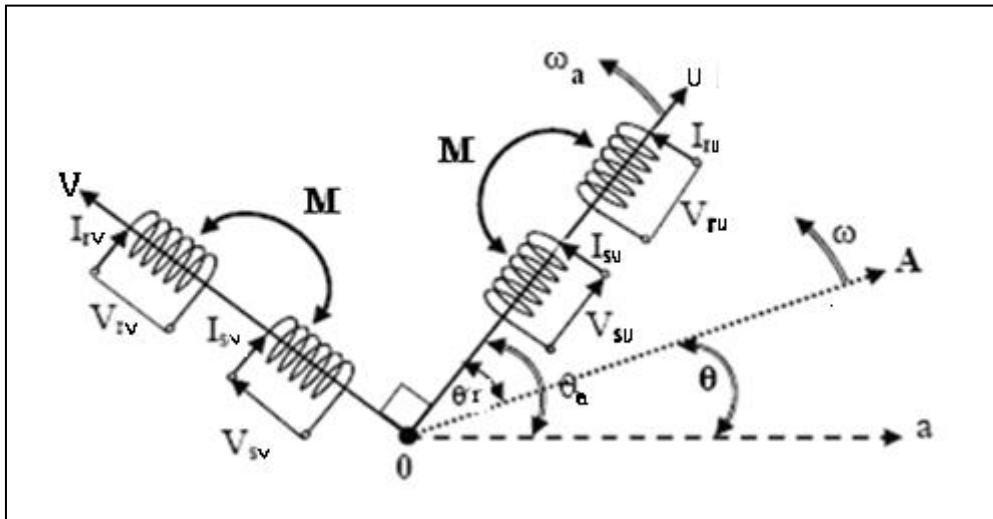
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (1.9)$$

**1.7.3 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone**

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statorique et rotorique en enroulements orthogonaux équivalents. La représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (U, V) est illustrée par la **Fig.1.2**.



**Fig.1.2** : Représentation des enroulements de la machine asynchrone.[4]



**Fig.1.3 :** Les enroulements équivalents dans le repère (U, V).[4]

La transformation triphasée biphasée est assurée par une matrice de Park  $[P(\theta_a)]$ .

La forme de cette matrice est donnée par :

$$[P(\theta_a)] = K_t \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$K_t = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ pour la conservation des puissances}$$

$$= \frac{2}{3} \text{ pour la conservation des amplitudes}$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = K_t \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$K_t^{-1} = 1 \text{ pour la conservation des amplitudes}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \text{ pour la conservation des puissances}$$

### a) Equations des tensions

- **Les tensions statoriques**

En multipliant les deux membres de l'équation (1.3) par la matrice de transformation de Park  $[P(\theta_a)]$ , et après tout calcul, on obtient :

$$\begin{cases} V_{us} = [R_s][I_{us}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{us}] - \omega_a \Phi_{vs} \\ V_{vs} = [R_s][I_{vs}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{vs}] + \omega_a \Phi_{us} \\ V_{os} = [R_s][I_{os}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{os}] \end{cases}$$

(1.12)

Avec :

$$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$$

(1.13)

- **Les tensions rotorique**

De la même façon on trouve pour les grandeurs du rotor :

$$\begin{cases} V_{ur} = [R_r][I_{ur}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{ur}] - (\omega_a - \omega) \cdot \Phi_{vr} \\ V_{vr} = [R_r][I_{vr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{vr}] + (\omega_a - \omega) \cdot \Phi_{ur} \\ V_{or} = [R_r][I_{or}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{or}] \end{cases}$$

(1.14)

### b) Equation de flux

Les équations (1.5) et (1.6) sont exprimées dans le référentielle de Park par :

$$\begin{cases} \Phi_{us} = L_s \cdot I_{us} + M \cdot I_{ur} \\ \Phi_{vs} = L_s \cdot I_{vs} + M \cdot I_{vr} \\ \Phi_{os} = L_s \cdot I_{os} \end{cases} \quad (1.15)$$



$$\begin{cases} \Phi_{ur} = L_r \cdot I_{ur} + M \cdot I_{us} \\ \Phi_{vr} = L_r \cdot I_{vr} + M \cdot I_{vs} \\ \Phi_{or} = L_r \cdot I_{or} \end{cases} \quad (1.16)$$

### c) Expressions du couple électromagnétique

En fonction de couplet de variables d'états choisi, le couple électromagnétique s'exprime de cinq manières différentes :

$$C_e = P (\Phi_{vr} i_{ur} - \Phi_{ur} i_{vr})$$

(1.17)

$$C_e = P \cdot M \cdot (i_{ur} i_{vs} - i_{us} i_{vr})$$

(1.18)

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_s} \cdot (\Phi_{vs} i_{ur} - \Phi_{us} i_{vr})$$

(1.19)

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{ur} i_{vs} - \Phi_{vr} i_{us})$$

(1.20)

$$C_e = P \cdot \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot M} \cdot (\Phi_{ur} \cdot \Phi_{vs} - \Phi_{vr} \cdot \Phi_{us})$$

(1.21)

#### 1.7.4. Choix du référentiel

Le repère de PARK ( $U.V.O$ ) fait un angle électrique  $\theta_a$  avec le stator et fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor. Il existe, selon le choix de  $\theta_a$ , trois référentiels différents.

#### 1.7.5. Les différents référentiels possibles

Selon l'orientation des deux axes ( $U, V$ ), on a trois référentiels possibles :

- Référentiel fixe par rapport au stator on a ( $\omega_a = 0$ ), système d'axe ( $\alpha, \beta$ ).
- Référentiel lié au champ tournant on a ( $\omega_a = \omega_s$ ), système d'axes ( $d, q$ ).
- Référentiel lié au rotor on a ( $\omega_a = \omega_r$ ) système d'axe ( $x, y$ )

### 1.7.6. Equation des tensions de la MAS exprimées dans les différents référentielles

#### a) Référentiel lié au rotor ( $\omega_a = \omega$ ) : $(x, y)$

$$\begin{cases} U_{xs} = R_s \cdot I_{xs} + \frac{d}{dt} \Phi_{xs} - \omega \Phi_{ys} \\ U_{ys} = R_s \cdot I_{ys} + \frac{d}{dt} \Phi_{ys} - \omega \Phi_{xs} \\ U_{xr} = 0 = R_r \cdot I_{xr} + \frac{d}{dt} \Phi_{xr} \\ U_{yr} = 0 = R_r \cdot I_{yr} + \frac{d}{dt} \Phi_{yr} \end{cases} \quad (1.22)$$

#### b) Référentiel lié au stator ( $\omega_a = 0$ ) : $(\alpha, \beta)$

$$\begin{cases} U_{\alpha s} = R_s \cdot I_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha s} \\ U_{\beta s} = R_s \cdot I_{\beta s} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta s} \\ U_{\alpha r} = 0 = R_r \cdot I_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r} + \omega \Phi_{\beta s} \\ U_{\beta r} = 0 = R_r \cdot I_{\beta r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r} - \omega \Phi_{\alpha s} \end{cases} \quad (1.23)$$

#### c) Référence liée au champ tournant ( $\omega_a = \omega_s$ ) : $(d, q)$

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ U_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ U_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ U_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.24)$$

Avec

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r \quad (1.25)$$

### 1.8. Modélisation vectorielle de la machine à induction

La modélisation vectorielle fait appel à la représentation complexe, afin de réduire le nombre des équations de moitié. Sachant qu'une variable complexe  $\bar{x}$ , dans (u.v) s'écrit :

$$\bar{x} = x_u + j x_v ,$$

Les équations (1.12) , (1.14) et (1.16), deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j \cdot \omega_a \cdot \bar{\Phi}_s$$

(1.26)

$$0 = \bar{V}_r = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot \bar{\Phi}_r$$

(1.27)

$$\bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + M \cdot \bar{I}_r$$

(1.28)

$$\bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + M \cdot \bar{I}_s$$

(1.29)

Dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator ( $\omega_a = 0$ ), le modèle de la machine asynchrone peut être mis sous la forme d'état suivante (les variables d'états sont le courant statorique et le flux rotorique) :

$$\frac{d}{dt} \bar{I}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s - \frac{R_s}{\sigma L_s} \bar{I}_s - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (1.30)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} \bar{I}_s - \left( \frac{1}{T_r} - j \omega_r \right) \bar{\Phi}_r$$

Où

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

$\omega = P \cdot \Omega$  : Pulsation mécanique du rotor, P : nombre de paires de pôles.

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

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \text{Im} (\bar{\Phi}_r^* \cdot \bar{I}_s)$$

(1.31)

Où

$\text{Im} (\bar{\Phi}_r^* \cdot \bar{I}_s)$  : Partie imaginaire du produit des deux complexes

$$\bar{\Phi}_r^* = \Phi_{r\alpha} - j \cdot \Phi_{r\beta}$$

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} - j \cdot I_{s\beta}$$

Les équations (1.30), (1.31) et (1.9) donnent le modèle de la MAS dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ .

C'est ce modèle qui a été utilisé en simulation.

## 1.9. Modulation de l'onduleur de tension a MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension Alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension Continue et il est constitué de cellule de commutation généralement transistor ou Thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par Modulation de largeur d'impulsion (MLI). Pour un onduleur triphasé les commandes Des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux États indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur Booléenne.[5]

$S_{abc} = 1$  : Interrupteur du demi-bas haut (a, b ou c) fermé.

$S_{abc} = 0$  : Interrupteur du demi-bas haut (a, b ou c) fermé. La figure (1.4) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec charge :

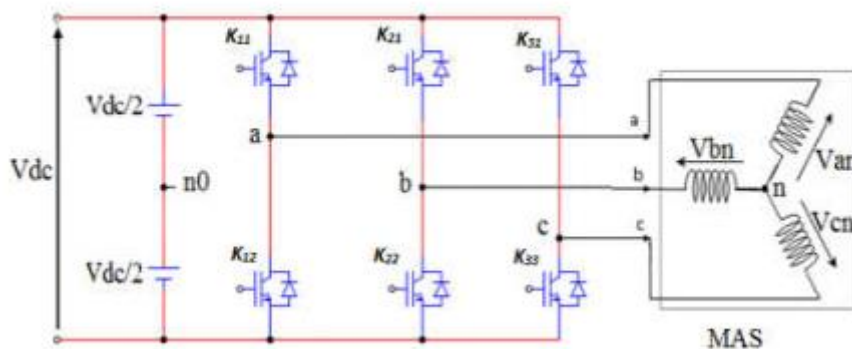


Fig.1.4 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge. [6]

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour la tension composée  $U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$ , O na :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} + U_{0b} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} + U_{0c} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} + U_{0a} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (1.32)$$

$U_{an}, U_{bn}, U_{cn}$ , Sont les tensions simples de la machine et U :

Est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1.33)$$

La substitution de l'équation dans l'équation, on obtient :

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) = 0 \quad (1.34)$$

### 1.10. Conclusion :

Dans ce chapitre. Nous avons présenté quelques lois et notions fondamentaux d'électrotechnique ; qui nous permettent de comprendre le principe de fonctionnement du moteur à induction et déduire son modèle mathématique, la modélisation par modèle d'état qui régit le comportement dynamique de ce système, la mise en évidence des propriétés du variateur de vitesse. Dans ce chapitre, nous avons présenté de façon détaillée suivant trois axes à savoir ; référentiel lié au stator, au rotor, et lié au champ tournant. Le référentiel lié au stator sera exploité pour la réalisation des lois de commande avancées aux chapitres suivants.

# Chapitre 02

---

## Théories sur la commande par linéarisation

---

## 2.1. Introduction

Dans l'analyse des systèmes de commande non linéaire, il n'existe pas de méthodes générales pour la synthèse des régulateurs non linéaires. Ce qu'il y a, est plutôt une collection d'alternatives et de techniques complémentaires, chacune bien applicable à une classe particulière de problèmes de commande non linéaire. Entre autres, la linéarisation par retour d'état dont la philosophie consiste à transformer des modèles du système original en des modèles équivalents linéaires de forme simple, et ce à l'aide d'un retour d'état.

La linéarisation via le retour d'état peut être utilisée pour le développement du contrôleur Robuste, il est donc utilisé avec succès pour résoudre les problèmes de contrôle. La pratique comprend le contrôle d'hélicoptères, d'avions à hautes performances et de robots. Équipements industriels et médicaux. [8]

Dans ce chapitre, nous présentons dans une première étape le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées –sorties, puis dans une deuxième étape, nous utilisons cette technique pour concevoir un contrôleur non linéaire pour le modèle du moteur présenté dans le chapitre précédent.

## 2.2. Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires

### 2.2.1. Systèmes linéaires

Un système linéaire (le terme système étant pris au sens de l'automatique, à savoir un système dynamique) est un objet du monde matériel qui peut être décrit par des équations linéaires (équations linéaires différentielles ou aux différences), ou encore qui obéit au principe de superposition : toute combinaison linéaire des variables de ce système est encore une variable de ce système. [9]

**Remarque 1 :** Tout système linéaire obéit au principe de superposition, défini par les propriétés d'additivité et d'homogénéité. [9]

**Additivité :** Si les signaux d'entrée  $u_1(t), \dots, u_n(t)$  ont pour réponses  $y_1(t), \dots, y_n(t)$ , alors le signal d'entrée  $U(t) = u_1(t) + \dots + u_n(t)$  a pour réponse :

$$Y(t) = Y(t) + \dots + y_n(t).$$

**Homogénéité :** Si le signal d'entrée  $U(t)$  a pour réponse  $Y(t)$ , alors  $\alpha U(t)$  donne  $\alpha Y(t)$  où  $\alpha$  est une constante.

**Remarque 2 :** On peut associer à un système linéaire, à l'aide de la transformée de Laplace, une fonction de transfert  $H(s)$  qui est une fraction rationnelle en  $s$   $j = \omega$ .

### 2.2.2. Systèmes non linéaires

Par définition, un système non linéaire est un système qui n'est pas linéaire, c'est-à-dire qui n'obéit pas au principe de superposition. Alors, un système non linéaire ne peut pas être décrit par des équations différentielles linéaires ordinaires à coefficients constants. Cette définition, ou plutôt cette non-définition, explique la complexité et la diversité des systèmes non linéaires. Il n'y a pas une théorie générale pour ces systèmes, mais plusieurs méthodes adaptées à certaines classes de systèmes non linéaires.

### 2.3. Systèmes asservis

L'étude des systèmes est destinée à commander au mieux les différents processus rencontrés. Il existe deux solutions pour commander un système : [10]

#### A. Commande en boucle ouverte (BO)

On dit que le système est commandé en boucle ouverte si le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Les avantages de cette structure de commande sont la simplicité et peu coûteuses, mais malheureusement ses applications sont limitées à cause des imprécisions particulièrement là où la grande précision est demandée et où les paramètres du système à commander sont variantes.

#### B. Commande en boucle fermée (BF)

Pour améliorer les performances d'une commande, il est indispensable d'observer les sorties du système pour les comparer à ce que l'on désire obtenir. Dans ce deuxième type de commande, les sorties du système se sont contrôlées. C'est à ce niveau que l'on rencontre la notion de système asservi. Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs grandeurs de sortie de niveaux énergétiques plus élevés. Un système asservi est caractérisé par la présence de :



**a) Chaînes directes**

Elles comprennent des éléments d'amplifications et éventuellement, des convertisseurs de puissance, en liaison avec les sources d'énergie. [11]

**b) Chaînes de retour :**

Elles se sont constituées d'éléments de précision généralement passifs. Ce ne sont pas des chaînes de puissance ; elles transmettent à l'entrée des informations sur les grandeurs de sortie. Ces informations sont comparées aux signaux d'entrée au moyen des comparateurs. Ces derniers élaborent les différences ou écarts entre les signaux d'entrée et les informations images des signaux de sortie.

**2.3.1. Performances d'un système asservi**

On peut résumer les performances d'un système asservi en trois qualités : (fondamentales, la précision, la stabilité et la rapidité).

**i. La précision**

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est à dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques dévolutions du système en régime transitoire. [12]

**ii. La stabilité**

Un système est stable si pour une entrée  $X$  de référence constante, la sortie  $Y$  tend vers cette constante. On peut citer plusieurs critères pour vérifier la stabilité d'un système : Critère algébrique de Routh-Hurwitz, Critère de Nyquist (Critère du revers dans le plan de Black et Critère simplifié du revers) ...

**iii. La rapidité**

En règle générale, un système à une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant. [12]

**2.4. Commandabilité et observabilité d'un système**

Les concepts de commandabilité et d'observabilité sont des concepts fondamentaux pour l'étude des systèmes. Ils décrivent respectivement comment les états d'un système sont influencés par les entrées et quelles informations les sorties mesurées délivrent sur les états du

système. Ces deux concepts sont nécessaires que ce soit pour la synthèse d'une commande où il faudra que le système soit commandable, ou pour la synthèse d'observateurs où il faudra que le système soit observable.

### 2.4.1. Commandabilité d'un système

La commandabilité a pour objet de caractériser la capacité d'un système à voir ses caractéristiques dynamiques modifiées par les entrées. Il est souvent intéressant de s'assurer de la commandabilité d'un système avant de chercher à mettre en œuvre la commande proprement dite.[13]

#### Définition

Un système linéaire est commandable sur un intervalle  $[t_0, t_1]$ , s'il est possible de le conduire en lui appliquant un signal de commande  $U(t)$  définie sur un intervalle de temps fini  $[t_0, t_1]$ , d'un état initial  $X(t_0)$  à un état final  $(t_1)$ .

Un système est dit complètement commandable s'il est commandable à tout point de l'espace d'état.

### 2.4.2. Observabilité d'un système

On dit qu'un état  $X(t_0)$  observable, s'il peut être identifié à partir de la connaissance de l'entrée  $U(t)$  et de la sortie  $Y(t)$  sur un intervalle de temps fini  $[t_0, t_1]$ .

Le système est dit complètement observable si  $\forall X(t_0)$  qui appartient à l'espace d'état, il est possible de restituer ou identifier sa valeur à partir de la seule connaissance de  $U(t)$  et  $Y(t)$ .

## 2.5. Théorie de linéarisation

La linéarisation par rétroaction entrée-sortie est une méthode de contrôle du modèle plutôt que de La linéarisation a fait l'objet de recherches approfondies ces dernières années. L'idée principale est de convertir l'algèbre dynamique des systèmes non linéaires en systèmes linéaires afin d'appliquer des techniques de contrôle linéaire. Dans ce cas, la dynamique du système non linéaire ne perd aucune propriété, puisque la linéarisation transforme simplement cette dynamique d'une forme complexe à une forme simple grâce à la transformation des coordonnées sélectionnées. Ceci est très différent de la linéarisation traditionnelle car la linéarisation de la réaction se fait en convertissant la réaction en un état

exact plutôt que par une approximation linéaire de la cinétique. Avant de décrire les étapes suivies pour linéariser un système, nous discutons des concepts mathématiques nécessaires pour mieux comprendre cette technique. [13],[14]

**2.5.1. Outils mathématiques**

Soit le système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(x) + g(x)u \\ Y = h(x) \end{cases} \tag{2.1}$$

Où l'état  $x \in \mathbb{R}^n$  l'entrée,  $u \in \mathbb{R}^m$ , la sortie  $y \in \mathbb{R}^p$ ,  $f(x)$ ,  $g(x)$  et  $h(x)$  sont des fonctions non linéaires. [1]

**2.5.2. Dérivées de Lie**

Soient :  $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  un champ de vecteurs et  $h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée  $L_f h$  donnant la dérivée  $h(x)$  dans la direction de  $f(x)$ . [1]

$$L_f h(x) = \sum_i^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \tag{2.2}$$

$$\text{Alors : } L_f h(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \dots & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ f_n \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

De plus, si  $g(x)$  est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire  $L_g L_f h(x)$  est donnée par :

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial L_f h(x)}{\partial x_i} g(x) \tag{2.4}$$

**2.5.3. Difféomorphisme**

Un difféomorphisme généralise la notion de changement de coordonnées au cadre non linéaire. Une fonction  $\Phi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ , définie dans la variété  $M$ , est nommé un difféomorphisme.

Le difféomorphisme est utilisé pour faire des changements de variables dont le but est de transformer un système non- linéaire en un système linéaire :  $Z = \Phi(x)$

Où  $\Phi(x)$  représente  $n$  variables

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \vdots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires. [12],[15]

#### 2.5.4. Degré relatif

Le degré relatif ( $r$ ) de la sortie, est le nombre de fois qu'il faut dériver  $y$  par rapport au temps pour faire apparître explicitement l'entrée  $u$  dans les dérivés de  $y$ .d'après cette définition on peut dire que : [15]

Le système suivant

$$G = \begin{cases} \dot{X} = f(x) + g(x)u \\ Y = h(x) \end{cases} \quad (2.6)$$

Est dit de degré relatif ( $r$ ) dans une région  $\Omega$  au voisinage d'un point  $x_0$  si :

$$\begin{cases} L_g L_f^i h(x) = 0 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \end{cases} \quad 0 \leq i \leq r-2$$

En effet, si on applique cette définition au système (2.6), nous obtenons :

$$y = \frac{dy}{dx} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dy} = \frac{dh}{dy} \dot{x} \quad (2.7)$$

$$y = \frac{dh(x)}{dx} = (f(x) + g(x)u) \quad (2.8)$$

$$y = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (2.9)$$

Si  $L_g h(x) = 0$ , nous continuons la dérivation de sortie  $y$  pour la deuxième fois, pour tout  $x$  au voisinage de  $x_0$ , donc :

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \quad (2.10)$$

$\ddot{y} = L_f^2 + L_g(L_f^1) u = L_f^2 h$  Si  $L_g(L_f^1 h) = 0$  pour un degré relatif  $r > 2$ .

Nous continuons la dérivation de la sortie  $y$  jusqu'à l'apparition de  $u$  pour la première fois, pour un degré relatif égale  $ar$ , nous obtenos :

$$y = h(x) + L_f h \tag{2.11}$$

$$\dot{y} = L_f^1 + L_g(L_f^1 h) = L_f^1 h \quad \text{Avec } L_g(L_f^1 h) = 0$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f^2 h) = L_f^2 h \quad \text{Avec } L_g(L_f^2 h) = 0$$

Jusqu'a :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{r-1} h) u \quad \text{Avec } L_g(L_f^{r-1} h) u \neq 0$$

Donc,  $r$  est plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de  $u$  n'est pas nul sur l'espace ou nous voulons contrôler le système, soient :

$$\alpha(x) = L_f^r (h)$$

$$\beta(x) = L_g(L_f^{(r-1)}(h))$$

Donc :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{r-1} h) u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \quad \text{Ou } \beta \neq 0 \tag{2.12}$$

Ou  $v(x)$  est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique. Et  $\beta(x)$  est la matrice de découplage. Alors, le retour d'état assure au système un comportement entrée / sortie linéaire.

L'application de cette dernière commande au système aboutit au modèle découplé et linéaire schématisé sur la figure (2.1) :

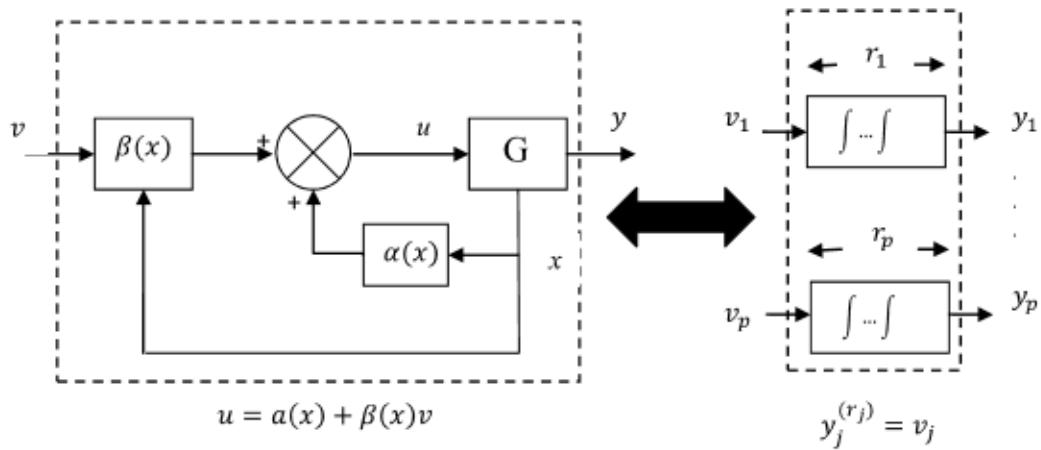


Fig.2.1 : Linéarisation entrée-sortie par bouclage statique. [16]

Nous avons  $r$  intégrateurs, donc on obtient un système linéaire de la forme :

$$\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r} \tag{2.13}$$

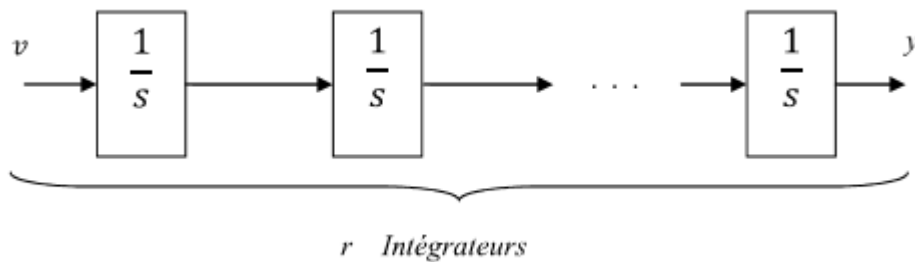


Fig.2.2 : Représentation d'état d'un système linéaire. [16]

### 2.6. Linéarisation entrées /sorties

La linéarisation des entrées/sorties consiste à modéliser un système non linéaire sous forme d'un système linéaire équivalent. Cela permet de simplifier l'analyse et la conception de ce système en utilisant des outils mathématiques et de contrôle adaptés aux systèmes linéaires.

Pour linéariser un système, on peut utiliser différentes méthodes telles que la méthode de la tangente linéaire, la méthode de la linéarisation par rétroaction ou encore la méthode de la linéarisation par approximation locale. Une fois le système linéarisé, on peut alors étudier ses propriétés et concevoir des régulateurs ou des correcteurs adaptés pour assurer sa stabilité et ses performances souhaitées. La linéarisation des entrées/sorties est largement utilisée en

automatique, en traitement du signal, en électronique et dans de nombreux autres domaines de l'ingénierie pour simplifier la modélisation et le contrôle des systèmes non linéaires.

## 2.7. Problème de linéarisation entrée-sortie

Dans les problèmes de contrôle pratiques, les relations non linéaires entre variables ne sont généralement pas faciles à gérer avec des chemins directs. La stratégie de contrôle de base consiste donc d'abord à remplacer les relations non linéaires par des relations linéaires. Dans cette optique, nous considérons d'abord le problème de la compensation d'un système non linéaire donné pour obtenir un nouveau système définissant une relation linéaire. Entre les variables d'entrée et les variables de sortie. Ce problème est appelé problème de linéarisation entrée/sortie, et si nous limitons notre attention aux retours statiques réguliers, il est décrit comme suit : [17]

Soit le retour d'état statique régulier  $u = \alpha(z) + \beta(z)u$  et la transformation d'état tel que,  $z = \Phi(x)$  dans les nouvelles variables, le système compense est donné par :

$$\begin{cases} Z_1 = A_1 Z_1 + B_1 u \\ Z_2 = f_2(Z_1, Z_2) + g_2(Z_1, Z_2)u \\ y = C_1 Z_1 \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec la paire  $(A_1, B_1)$  contrôlable et la paire  $(C, A)$  observable.

La solution du problème précité est calculée en premier, dans le cas mono sortie, est plus simple que le cas multi sortie.

### A. Le cas mono-sorti

Le problème de linéarisation entrée/sortie dans le cas d'une sortie unique implique davantage les fondements et les fondements de la théorie du contrôle non linéaire, et sa solution est instrumentalisée dans la conception de contrôleurs non linéaires classiques. L'idée de la solution consiste à résoudre par retour d'état les termes non linéaires apparaissant dans la dérive de  $r$  dans la sortie  $y(t)$  ( $y(r)(t)$ ), où  $r$  est le degré de valeur relative de  $y(t)$  défini précédemment. [11]

### Théorème 1

Pour  $p=1$ , alors le problème de linéarisation de retour de l'état statique entrée/sortie pour  $\Sigma$  est résoluble si et seulement si son degré relatif  $r$  est fini.

## B. Le cas Multi sorties

La solution élémentaire précitée peut être généralisée facilement aux systèmes du multi sorties.

### Théorème 2

Le problème de la linéarisation entrée/sortie pour  $\Sigma$  est résoluble si :

$$\text{rang} \left[ \frac{\partial y_1^{(r_1)}, \partial y_2^{(r_2)}, \dots, \partial y_p^{(r_p)}}{\partial u} \right] = p$$

Où  $r_i$  est le degré relatif de la fonction de la sortie  $h_i$ , pour  $i = 1, 2, \dots, p$

## 2.8. Principe de la technique de linéarisation au sens des E/S

Le but de cette technique est de transformer le système multi entrée non linéaire en un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaire.

La notion de linéarisation *au* sens E/S est désormais bien connue. Il existe maintenant quelques références décrivant comment l'appliquer. Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie  $y$  et la nouvelle valeur d'entrée  $v$ , en sélectionnant la loi de linéarisation. Le modèle équivalent est Linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable basée sur des méthodes linéaires classique. La phase de découplage consiste à convertir le système en un système cyclique. Uni varié indépendant. Tout d'abord, nous considérons qu'un système non linéaire de  $p$  entrées et  $p$  sorties a la forme suivante : [18]

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i \quad (2.13)$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, q$$

Ou  $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in \mathbb{R}^p$  est le vecteur des commandes et  $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T \in \mathbb{R}^q$  représente le vecteur des sortie  $f, g_i$  sont des champs vecteurs lisses et  $h_i, i = 1, 2, \dots, q$  est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (2.14)$$



Ou  $L_f^i h_j$  et  $L_g^i h_j$  sont les  $i^{ème}$  dérivées de lie de  $h_j$  respectivement dans la direction de  $f$  et  $g$   $r_j$  est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression est connue sous le nom du degré relatif correspondant a la sortie  $y_j$  le degré relatif total ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de et doit être inférieur ou égal a leurre du système :  $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$ .

On dit que le système a pour degré relatif ( $r$ ) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_i = 0 \quad 0 < k < r_{j-1}, \quad 1 \leq j \leq p, \quad 1 \leq i \leq p$$

Et

$$L_{g_i} L_f^k h_i \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on a une linéarisation au sens d'entrée d'état. En revanche, si le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est appelée linéarisation au sens entrée-sortie. Pour trouver une expression pour la loi de linéarisation  $u$  telle que la relation entre l'entrée et la sortie devienne linéaire, nous réécrivons l'expression sous forme matricielle :

$$[y_1^{r_1} y_2^{r_2} \dots y_p^{r_p}] = \alpha(x) + \beta(x).u \tag{2.15}$$

$$\text{Ou : } \alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Et

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) \dots \dots L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) \dots \dots L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) \dots \dots L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

Ou  $\beta(x)$  est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que  $\beta(x)$  n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante forme :

$$u = \beta^{-1}(x)(-\alpha(x) + v) \tag{2.18}$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage  $\beta(x)$  est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure suivante :

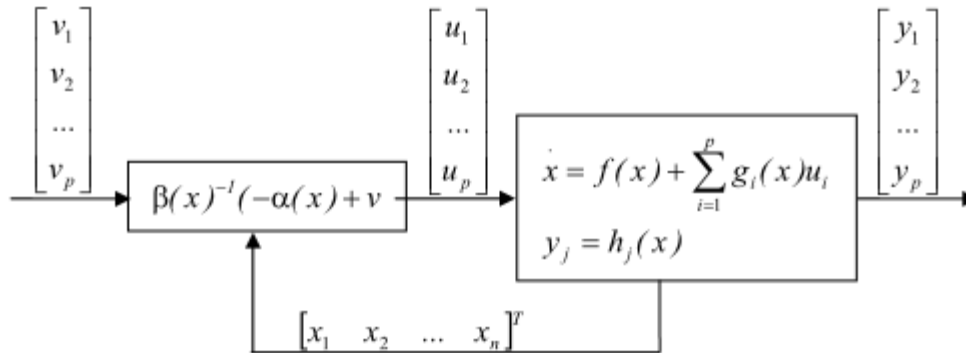


Fig.2.3 : Schéma bloc système linéarisé. [19]

En remplaçant (2.18) dans (2.13), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$y_i^{(r_i)} = v_i \tag{2.19}$$

Ou plus explicitement par :

$$[y_1^{r_1} \ y_2^{r_2} \ \dots \ y_p^{r_p}]^T = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T \tag{2.20}$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée  $= [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T$ .

Remarquons que l' expression (2. 19) représente  $p$  intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable figure (2. 20).

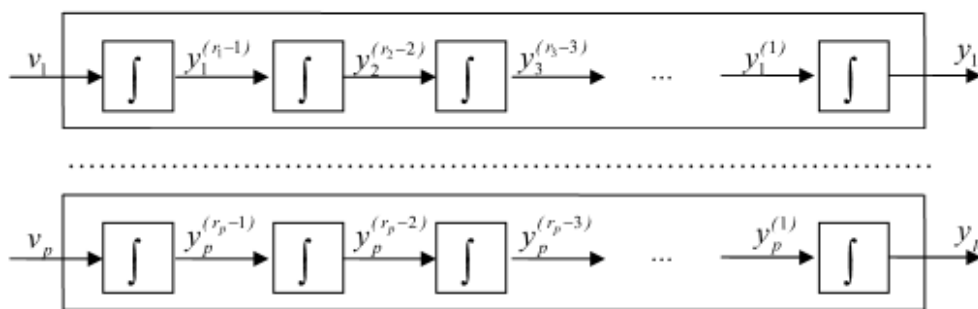


Fig.2.4 : Dynamique du système linéarisé. [19]

## 2.9. Dynamique d'ordre zéro

La dynamique zéro est définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatant que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapunov.

## 2.10. Conclusion

Ce chapitre a été consacré pour l'étude générale sur les systèmes linéaire et les systèmes non linéaire. D'où les outils mathématiques de linéarisation (les notions de dérivées de Lie, de relativité...etc.), ainsi que la technique de la linéarisation pour le système non linéaire. Dans le sens d'entrée et de sortie, il est basé sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système linéaire puis de lui appliquer un retour d'état. La conception est basée sur :

- Des changements de coordonnées appropriés sont choisis, mais ces choix conduisent à des lois de contrôle plus simples. Application des dérivées de Lie pour coordonner les changements.
- La non-linéarité est compensée à l'aide d'un retour d'état non linéaire via l'état de contrôle et faire l'application de (la théorie du contrôle linéaire) en choisissant une loi de contrôle appropriée. Et à linéarisation dépend donc du degré relatif.

Cette technique sera appliquée sur le moteur asynchrone dans le chapitre suivant.

# **Chapitre 03**

---

## **Application de Commande Entrée/Sortie-floue d'un moteur asynchrone**

---

### 3.1 Introduction

Après avoir présenté théoriquement au deuxième chapitre le principe de la commande par linéarisation entrée-sortie, nous passerons dans ce chapitre à l'application de cette approche sur le modèle non linéaire sur la machine asynchrone présenté au premier chapitre dans le repère fixe lié au stator. Nous choisissons le couple électromagnétique et la norme au carré du flux comme des sorties à découpler et les tensions statoriques comme des entrées de commande.

L'application du principe de la commande par linéarisation nous permettons d'élaborer une commande par retour d'état qui permet le découplage entre les composantes de sorties prisées, et que nous simulons pour des tests de différents modes de fonctionnement possibles afin de valider et examiner la robustesse dynamique et statique de la commande élaborée par cette approche. [20]

Une Etude comparative entre le régulateur flou et le régulateur IP, ainsi que nous allons présenter dans ce chapitre les avantages et les inconvénients de la logique floue, et présenter quelque stratégie de commande linéarisant de la machine asynchrone. Permis ces techniques de commande qui sont utilisées pour le contrôle de la machine asynchrone. La technique d'orientation du flux rotorique qui permet le découplage entre les variables de sortie où la machine asynchrone assimilée à la machine à courant continu à excitation séparée. la difficulté de cette méthode c'est l'orientation exacte du flux. Ainsi la méthode est devenue classique. Donc il s'avère nécessaire de trouver d'autres commandes non linéaires ces méthodes la linéarisation.

L'objectif de ce chapitre est l'application de la commande Entrée/Sortie ainsi que donne quelque généralisation sur la logique floue, et de simuler la commande par linéarisation entrée/sortie floue de la machine asynchrone.

### 3.2. Commande par linéarisation entrée /sortie

Le principe de la linéarisation E/S consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Cela revient à un contrôle interne et externe du système.

L'idée de base du contrôleur interne (boucle interne) est la manipulation algébrique de la dynamique complète ou partielle du système non linéaire, et cela afin de le transformer en un

système linéaire et par la suite de pouvoir lui appliquer des contrôleurs linéaires ce qui présente un contrôle externe (par exemple polynomial control). Cette technique est appelée « feedback linéarisation Controller ». La conception de la commande la linéarisation entrée-sortie comprend trois étapes :

- Différencier la sortie  $r$  'r' fois jusqu'à l'apparition de l'entrée  $u$ , avec 'r' appelé le degré relatif.
- Choisir la commande  $u$  pour éliminer les non-linéarités et garantir la convergence de poursuite de trajectoire de la référence.
- Étudier la stabilité de la dynamique interne.

Est Cette approche généralise le contrôle de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation de la relation entre entrée et sortie. En supposant que l'ensemble du vecteur d'état soit mesurable, il est possible de concevoir une rétroaction d'état non linéaire qui assure la stabilité du système cyclique. Plusieurs œuvres. La démonstration de cette technique de contrôle non linéaire révèle des propriétés intéressantes concernant le découplage couple/flux ou vitesse/flux, le temps de réponse en couple et la robustesse des paramètres.

### 3.3. Modèle d'état du moteur asynchrone

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit « repère fixe lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) ». Le modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.1)$$

Où

$$x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \Omega]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T \quad (3.2)$$

$$u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T \quad (3.3)$$

On pose :

$$k = \frac{1-\sigma}{M.\sigma}, \gamma = \frac{1}{T_{rs.\sigma}} + \frac{1-\sigma}{T_r.\sigma} e t \eta = \frac{p.M}{J.L_r}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot x_1 + \frac{k}{T_r} \cdot x_3 + k \cdot p \cdot x_5 x_4 \\ -\gamma i_{s\beta} - k \cdot p \cdot x_5 x_3 + \frac{k}{T_r} \cdot x_4 \\ \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} \cdot x_2 + p \cdot x_5 x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \\ \eta(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{1}{j} (C_r + k_f \cdot x_5) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

### 3.4. Sorties réglées et critère de commande

Le critère de sélection de la commande était la possibilité d'imposer une dynamique arbitraire sur chacune des sorties  $y_1$  et  $y_2$ .

Afin de trouver la relation différentielle linéaire entre la sortie et l'entrée de contrôle sélectionnée, un retour d'état doit être trouvé :  $v = \alpha(x) + \beta(x)u$  découplant ainsi le système en boucle fermée. Pour ce faire, nous suivons les étapes de linéarisation décrites dans le chapitre précédent, nous devons donc dériver la fonction de sortie  $h_1(x)$  et  $h_2(x)$ ,  $r_1$  et  $r_2$  le temps jusqu'à l'apparition de l'équation différentielle, où la commande entre en jeu. En prenant des dérivées successives on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) \cdot u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) \cdot u \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.5. Commande par linéarisation entrée/sortie du flux et de couple $C_e$

Comme on a deux grandeurs de commande dans le vecteur, il est donc possible de décomposer le modèle en deux sous-systèmes, on choisit comme grandeurs de sortie : le couple électromagnétique et le flux.

$$Y(x) = \begin{bmatrix} Y_1(x) \\ Y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = \phi \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

#### 3.5.1. Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée " u ".

**a) Degré relatif de flux**

La dérivée de lie pour la norme de flux au carré est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) u_{s\beta} \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec

$$\begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2.M}{T_r} \cdot H_1 - \frac{2}{T_r} \cdot \Phi_r^2 \\ L_f^2 h_1(x) = 2 \cdot \frac{M^2}{T_r^2} \cdot H_3 - \left( \frac{2.M}{T_r} + \frac{2.M}{T_r^2} \right) \cdot H_1 + \frac{2.p.M}{T_r} \cdot x_5 \cdot H_2 + \left( \frac{4}{T_r^2} + \frac{2.M.k}{T_r^2} \right) \cdot \Phi_r^2 \\ L_{g1} L_f h_1(x) = 2 \cdot k \cdot R_r \cdot x_3 \\ L_{g2} L_f h_1(x) = 2 \cdot k \cdot R_r \cdot x_4 \end{cases} \quad (3.9)$$

Le degré relatif associé à la grandeur  $y_1$  est  $r_1 = 2$ .

$$\begin{cases} L_f h_1 = \frac{pM}{L_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - p\omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pk\omega (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right] \\ L_f^2 h_2 = \frac{2M}{L_r} \left[ \left( \gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\Phi_{r\alpha} \Phi_{r\beta} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \\ L_f^2 h_2 = \frac{2M}{L_r} \left[ -\frac{4 + 2MK}{T_r^2} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \right] \end{cases} \quad (3.10)$$

**b) Degré relatif de couple électromagnétique (Ce)**

La dérivée de lie pour le couple électromagnétique est donnée par :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) u_\alpha + L_{g2} h_1(x) u_\beta \quad (3.11)$$

A partir de l'équation mécanique :

$$C_e = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega - C_r$$

(3.12)

On a



$$\dot{C}_e = \frac{d^2\Omega}{dt^2} + f \frac{d\Omega}{dt}$$

(3.13)

$$h_1 = \dot{C}_e \frac{pM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

(3.14)

$$L_f h_1 = \frac{pM}{L_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\Phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - p\omega (\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \Phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pk\omega (\Phi_{ra}^2 + \Phi_{rb}^2) \right]$$

(3.15)

$$L_{g1} h_1 = \frac{pM}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\beta}; L_{g2} h_1 = \frac{pM}{\delta L_s L_r} \Phi_{r\alpha}$$

Par dérivation successive de la première sortie (le couple électromagnétique). Nous obtiendrons un degré relatif égale  $r_1 = 1$ .

### 3.6. Forme normale et dynamique-zéro

Le système entrée-sortie linéaire donné par l'équation (3. 10) est visiblement du troisième ordre  $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$  alors que le système non-linéaire de départ est du cinquième ordre ( $n=5$ ). Il y a donc une dynamique interne de dimension  $(n-r) = 2$  dont la stabilité asymptotique doit être vérifiée. En utilisant les propriétés données au chapitre II, il est facile de trouver les  $n-r$  fonctions  $\Phi$  telles que :

$$L_{gi} \Phi(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq 2$$

(3.16)

Et de telle manière que la transformation globale soit non singulière. La dynamique du système est donc séparée en deux parties :

- i) La dynamique externe qui est donnée par la relation linéaire entre  $u$ .
- ii) La dynamique interne non observable donnée par  $i \in \Phi$ . Par utilisation de la propriété du système dynamique-zéro qui est donnée par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparaît évident si la fonction  $\Phi$  est indépendante de  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$ , elle serait une solution triviale au système d'équation (3. 16). Les choix possibles sont l'angle du flux et la vitesse de rotation :

$$\Phi_1 = \arctg\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) = z_4$$

(3.17)

Et

$$\Phi_2 = \Omega = z_3$$

(3.18)

Les nouvelles coordonnées sont :

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \\ y_3 = L_f h_2(x) \\ y_4 = \arctant\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \\ y_5 = \Omega \end{cases}$$

(3.19)

Les dynamiques des  $\Phi_i$  sont données par les équations :

$$\Phi_1 = p \qquad \Omega + \frac{M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2}$$

(3.20)

$$\Phi_2 = -\frac{1}{j} (y_3 - Cr - f \cdot y_5)$$

(3.21)

Finalement sous la formes canonique le système est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = v_1 \\ \dot{y}_2 = y_3 \\ \dot{y}_3 = v_2 \\ \dot{y}_4 = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \\ \dot{y}_5 = -\frac{1}{j} (y_3 - cr - f \cdot y_5) \end{cases}$$

(3.22)

La matrice définissant la relation entre les entrées physique (u) et les dérivées des sorties (y(x)) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{-1} h_1 \\ L_f^{-2} h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g2} L_f h_2 & L_g L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

D'après cette formule, on donne la matrice de découplage par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g2} L_f h_2 & L_g L_f h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-PM}{\delta L_g L_r} \phi_{r\beta} & \frac{PM}{\delta L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\delta L_s L_r} \phi_{r\alpha} & \frac{2M}{\delta L_s L_r} \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Si on considère le système d'équations précédentes, les commandes  $u_\alpha$  et  $u_\beta$  peuvent être déterminées si la matrice de découplage n'est pas singulière, veut dire que :

$$\det[D(x)] = -\frac{2pM^2}{j\delta^2 L_s^2 L_r T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (3.26)$$

Pour  $\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0$ , la matrice  $D(x)$  est inversible sauf quand le moteur est à l'arrêt, il faudra par conséquent prévoir une procédure spéciale pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux). Donc par extension du cas mono variable, de linéariser la dynamique entrée-sortie et de la rendre équivalente à un double intégrateur entre  $h_1$  et  $v_1$ , et un simple intégrateur entre  $h_1$  et  $v_1$ . On définit la commande non-linéaire :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^{-1} h_1(x) \\ v_2 - L_f^{-2} h_2(x) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Cette transformation non –linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties  $h_1$  et  $h_2$  d'être linéaires et découplées et vu des nouvelles commandes  $v_1$  et  $v_2$ .

Le vecteur  $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$  représente une consigne externe du système linéarisé.

Pour calculer effectivement la commande avec des équations différentielles désirées (références) réalisables que nous écrivons comme :

$$\begin{cases} v_1 = \alpha(Ce_{ref} - Ce) + Ce_{ref} \\ v_2 = \dot{\phi}_{ref} + b(\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r) + c(\phi_{ref} - \phi) \end{cases} \quad (3.27)$$

Dans ces conditions on cherche à asservir  $Ce$  au couple électromagnétique de référence  $Ce_{ref}$  ainsi la norme de flux  $\phi$  au flux de référence  $\phi_{ref}$ .

Définissons les variables d'erreurs :

$$\begin{cases} e_1 = Ce_{ref} - Ce \\ e_2 = \phi_{ref} - \phi \end{cases} \quad (3.28)$$

Les entrées internes  $(v_1, v_2)$  sont calculées en imposant un régime statique ( $Ce_{ref} = Ce$  et  $\dot{\phi}_{ref} = \dot{\phi}$ ) et une dynamique sur l'erreur,

$$\begin{cases} 0 = ae_{1ref} + \dot{e}_1 \\ 0 = \ddot{e}_2 + b\dot{e}_2 + ce_{2ref} \end{cases} \quad (3.29)$$

### 3.7. Application de la commande E/S-floue d'un moteur asynchrone

#### 3.7.1. La logique floue

La logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique d valeurs multiples" ou "logique floue" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies  $\{0, 1/2, 1\}$ , pour casser les éléments ou symboles.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lofti Zadeh dans son article "Fuzzy Set". A cette époque. La théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non-techniques, comme le commerce, la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision. [21]

La logique floue, est une branche de la logique qui permet de traiter des concepts et des valeurs qui ne sont pas clairement définis ou qui ne sont pas binaires (vrai ou faux).

Contrairement à la logique classique, qui se base sur des valeurs précises et déterministes. La logique floue est souvent utilisée dans des domaines où les concepts sont difficiles à quantifier de manière précise, tels que l'intelligence artificielle, la robotique, la prise de décision et la modélisation des systèmes complexes.

### **3.7.2. Commande par logique floue**

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

Dans cette section, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un réglage par logique floue. Nous allons détailler les démarches de la conception d'un RLF dans la section 2.3 pour commander la vitesse de machines asynchrones. [22]

### **3.7.3. Principes généraux d'une commande par logique floue**

La commande par logique floue repose sur plusieurs principes généraux :

- Utilisation de variables linguistiques : les variables d'entrée et de sortie sont définies en termes de termes linguistiques flous, tels que "petit", "moyen" et "grand".
- Utilisation de règles floues : des règles logiques sont définies pour déterminer la relation entre les variables d'entrée et de sortie. Ces règles sont exprimées en langage naturel et peuvent être de type "si-alors".
- Utilisation de fonctions d'appartenance : chaque terme linguistique est associé à une fonction d'appartenance qui indique dans quelle mesure une valeur donnée appartient à ce terme.
- Utilisation d'une base de connaissances : une base de connaissances est utilisée pour stocker les règles floues et les fonctions d'appartenance associées à chaque terme linguistique.

- Utilisation d'un système de traitement : un système de traitement est utilisé pour combiner les règles floues et les fonctions d'appartenance afin de déterminer la valeur de sortie en fonction des valeurs d'entrée.
- En combinant ces principes, la commande par logique floue permet de modéliser des systèmes complexes et de prendre des décisions en présence d'incertitudes et de variations. Elle est particulièrement utile dans les domaines où les modèles mathématiques traditionnels sont difficiles à mettre en œuvre. [22],[23]

### **3.7.4. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue**

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages :

#### **a) Les avantages de la commande par logique floue**

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).
- Deux solutions sont possibles : solution par logiciels (par microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (par fuzzy processeurs).

#### **b) Les inconvénients de la commande par logique floue**

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification);
- L'approche artisanale et non systématique.
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limite à cause de fonctionnement non- linéaire.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible). [23]

### **3.7.5. La logique floue dans la commande de machine asynchrone**

Tel que démontré dans le chapitre 1, il est possible de modéliser les machines asynchrones en utilisant les équations d'état. La commande par logique floue est

habituellement appliquée pour commander les procédés si la modélisation est impossible ou non-précise (une chaîne de production, par exemple). Pourquoi donc appliquer la logique floue à la commande des machines asynchrones ? Quels sont les intérêts de cette approche appliquée à cette machine asynchrone ? Les réponses à ces questions peuvent être résumées comme suit :

- La machine asynchrone est un procédé fortement non-linéaire. Un régulateur non-linéaire peut donner de meilleures performances au système non-linéaire réglé par rapport à celles d'un régulateur conventionnel. Le RLF est un régulateur non-linéaire, nous pouvons alors l'employer afin d'obtenir un système de commande de haute performance.
- L'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes modernes (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones). [24]

### **3.8. Commande de la vitesse par logique floue**

La commande de la vitesse par logique floue est un système de contrôle qui utilise des variables linguistiques pour déterminer la vitesse optimale d'un système en fonction de différentes conditions. Pour mettre en place ce système, il faut d'abord définir les variables d'entrée, telles que la distance par rapport à un obstacle, la vitesse actuelle du système, les conditions météorologiques, etc. Ensuite, il faut définir les variables de sortie, qui représentent les différentes vitesses possibles du système. [25]

En utilisant des règles logiques floues, on peut déterminer la vitesse optimale en fonction des variables d'entrée. Par exemple, si la distance par rapport à un obstacle est proche, la vitesse devrait être réduite. Si les conditions météorologiques sont mauvaises, la vitesse devrait également être réduite. En ajustant les règles et les paramètres du système, on peut obtenir une commande de la vitesse plus précise et adaptée aux différentes situations rencontrées par le système. [20]

### **3.9. Conception d'un contrôleur flou**

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. En général, un contrôleur flou est un système qui est associé à tout vecteur d'entrée :

$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]$  Un vecteur de sortie  $Y = [y_1, y_2, \dots, y_n]$  tel que  $Y = F(X)$  où  $F(X)$  est souvent une fonction non linéaire.

Le schéma de base d'un contrôleur flou 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 la grandeur de commande à appliquer au processus mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du couple de référence dans le schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone, si la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande

### **3.9.1. Définition des fonctions d'appartenance**

La première étape de conception a permis de cerner au mieux les caractéristiques linguistiques des variables. Il faut maintenant définir complètement les sous-ensembles flous, c'est à dire expliciter leurs fonctions d'appartenance. Une fois encore, l'intuition et l'expérience auront leur rôle à jouer. Quelques principes ressortent de la pratique : choix de fonctions triangulaires ou trapézoïdales, recouvrement d'une fonction de 10 à 50% de l'espace des sous-ensembles voisins, somme des degrés d'une zone de recouvrement égale à 1 (degré maximal d'appartenance).

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont illustrées par les figures (3.1), (3.2) et (3.3) avec :

- Negative Grande GN.
- Negative Moyenne MN.
- Negative Petite NP.
- Environ Zero Z.
- Positive Petite PP.
- Positive Moyenne MP.
- Positive Grande GP.



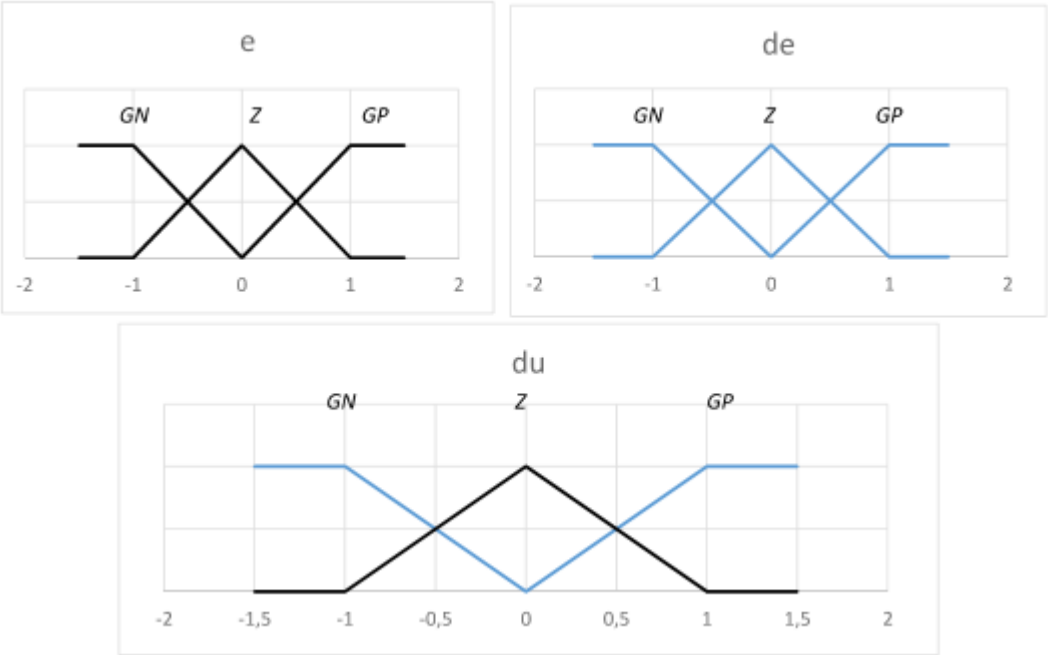


Fig.3.1 : Fonction d'appartenance à trois ensembles.

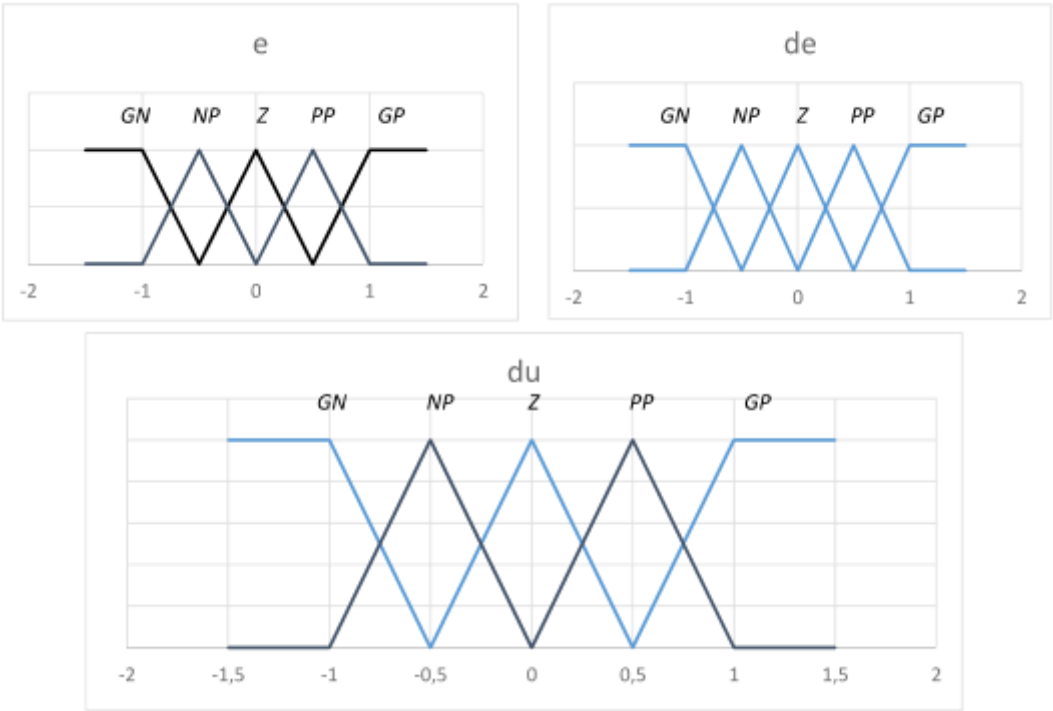


Fig.3.2 : Fonction d'appartenance à cinq ensembles.

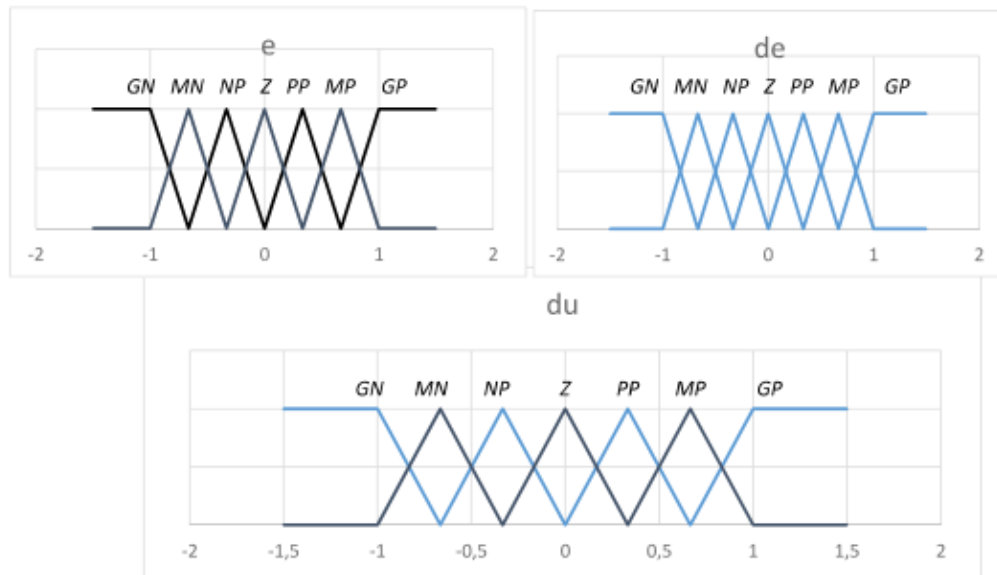


Fig.3.3 : Fonction d'appartenance à sept ensembles.

**3.9.2. Analyse du comportement dynamique-Détermination du jeu de réglés**

L'analyse temporelle, qui doit conduire à établir les règles du contrôleur floue, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on se sera fixé en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus :

Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neuf points indiqués sur les figures (3.3), (3.4) et (3.5) et, pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- Règle 1. SI e est NG ET d'est NG ALORS dû est NG.
- Règle 2. SI e est NG ET d' est NM ALORS dû est NG.
- Règle n. SI e est PG ET d'est PG ALORS dû est PG.

Les réglés décrites précédemment peuvent être dans une matrice dite matrice, le jeu de réglés du régulateur floue à neuf ensemble est représenté dans le tableau suivant :

e/d	GN	MN	NP	Z	PP	MP	GP
GN	GN	GN	GN	GN	MN	Z	
MN	GN	GN	GN	MN	NP	Z	PP
NP	GN	GN	MN	NP	Z	PP	GP
Z	GN	MN	NP	Z	PP	MP	GP
PP	MN	NP	Z	PP	MP	GP	GP
MP	NP	Z	PP	MP	GP	GP	GP
GP	Z	PP	MP	GP	GP	GP	GP

Tab.3.1 : Table de règle pour RLF de vitesse.

### 3.9.3. Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail. L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x\mu_{\beta}(x)dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_{\beta}(x)dx} \quad (3.30)$$

### 3.10. Choix de la méthode d'inférence

Nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein du contrôle des lignes d'entrée et de sortie de la machine asynchrone. La vitesse de référence peut être contrôlée par un actionneur externe.

La quantité de sortie de ce régulateur de (vitesse) est le (couple électromagnétique), le contrôleur développé utilise le schéma suggéré par Mamdani parce qu'il est plus adapté au contrôle que nous utilisons.

### 3.11. Reconstruction de flux rotorique dans le repère ( $\alpha, \beta$ )

Dans cette partie, nous reconstruisons le flux à partir des équations rotoriques (tension et flux) de notre modèle, par mesure directe des courants statoriques; qui sont des grandeurs accessibles, ainsi que la vitesse mesurée par l'utilisation d'un tachymètre (capteur mécanique).

D'après les équations rotoriques données au chapitre I.

Les équations de tension rotorique

$$\begin{cases} v_{\alpha r} = 0 = R_r - i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ v_{\beta r} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.31)$$

Ainsi celles des flux rotoriques

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.32)$$

En tirant les courants rotoriques cette dernière expression on aura :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{\varphi_{r\alpha}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} = \frac{\varphi_{r\beta}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.33)$$

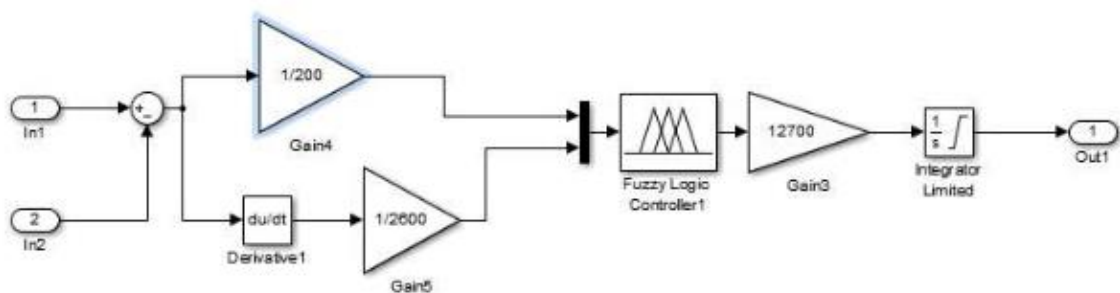
On les injecte dans les équations des tensions rotoriques on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} = -R_r \frac{\varphi_{r\alpha}}{L_r} + R_r i_{s\beta} \frac{M}{L_r} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} = -R_r \frac{\varphi_{r\beta}}{L_r} + R_r i_{s\alpha} \frac{M}{L_r} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.34)$$

### 3.11. La simulation

Après l'analyse théorique nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le Matlab. Parmi les premiers logiciels utilisés on trouve le Matlab qui est un outil de calcul très répandu adapté pour les problèmes scientifiques. L'extension graphique de Matlab, s'appelle Simulink, permet de travailler avec des diagrammes et d'utiliser des fonctions prêtes ou personnalisées en blocs. Le but de cette partie est de bien manipuler le module espace lorsque l'on commande notre moteur à temps réel qui sera l'objectif de notre future étude. Pour la validation de ces techniques de commande en simulation, des tests ont été réalisés sous Matlab/Simulink.

#### 3.11.1 Schéma de simulation



**Fig.3.4 : RLF de vitesse.**

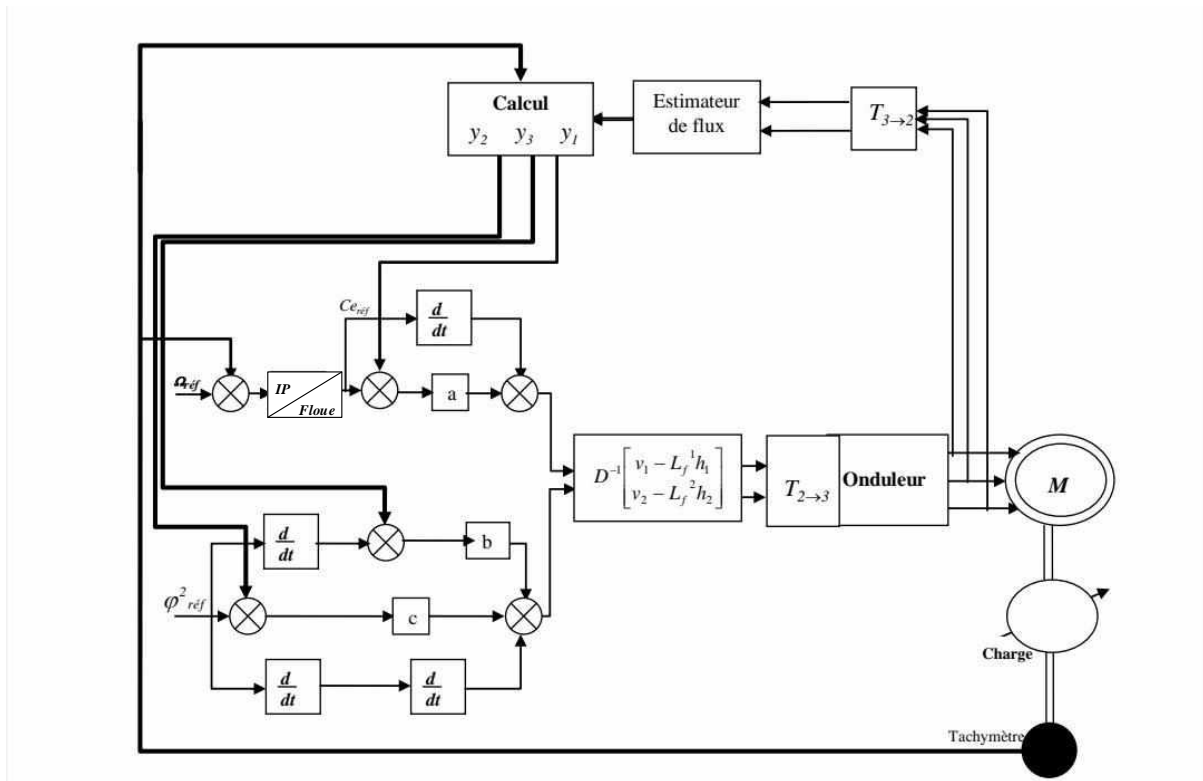


Fig.3.5 : Structure de la command linéarisation entrée / sortie floue.

### 3.11.2. Résultats de simulation

Pour réaliser la simulation de la commande du moteur asynchrone, nous avons utilisé des références de la vitesse, du flux et du couple semblables pour les deux techniques étudiés précédemment à savoir linéarisation entrée-sortie et linéarisation entrée-sortie-floue. Dans le deuxième profil, un couple de charge nominal est appliqué sur les deux méthodes de commande présentées précédemment afin de pouvoir faire une comparaison au niveau des performances, notamment celles relatives à la robustesse vis à vis de la variation du couple de charge et de la variation du profil de la vitesse ainsi la variation de la résistance rotorique. Ces tests ont été vérifiés sur le plan simulation sur un moteur asynchrone à cage de 0.75 KW dont les paramètres sont fournis à l'annexe.

### Commande entrée-sortie avec régulateur (IP)

Pour évaluer la capacité de régulation de notre contrôleur, nous avons effectué deux essais de simulations de poursuite de trajectoire de la vitesse. Un essai en mode inversion de sens est effectué à vide pour observer les performances de cette technique durant ce mode, le deuxième test effectué est un essai a deux niveaux de la vitesse (basse et Nominale) combiné

avec variation du couple et de la résistance rotorique pour tester la robustesse vis-à-vis la variation du couple de charge et le changement paramétriques.

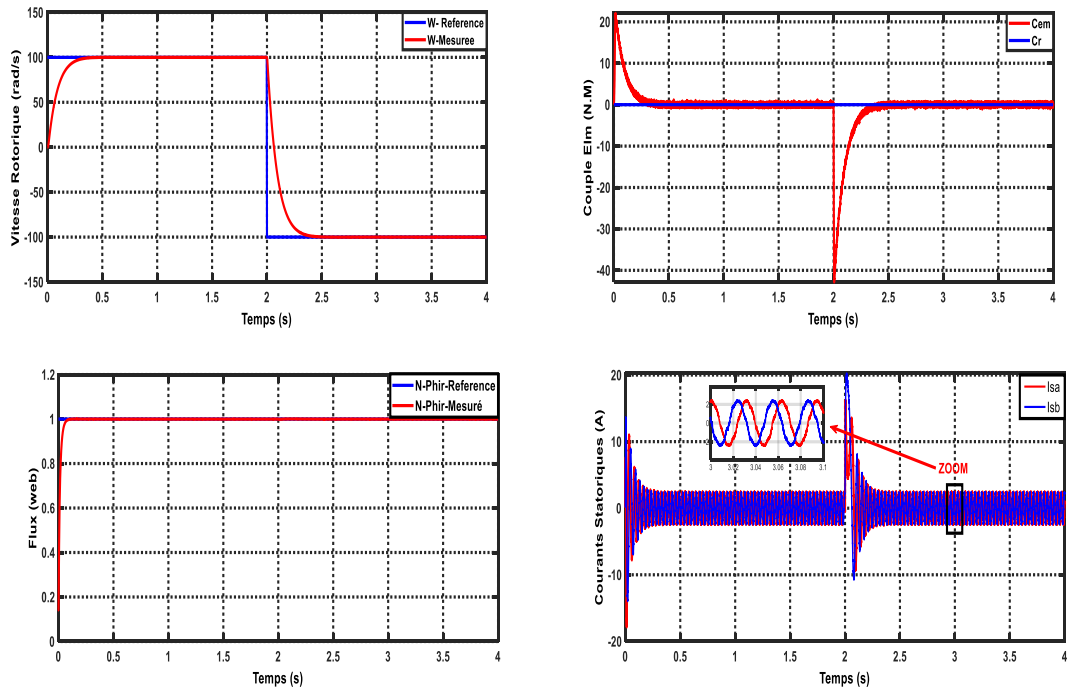


Fig.3.6 : Test d'inversion de sens de rotation pour le régulateur (IP).

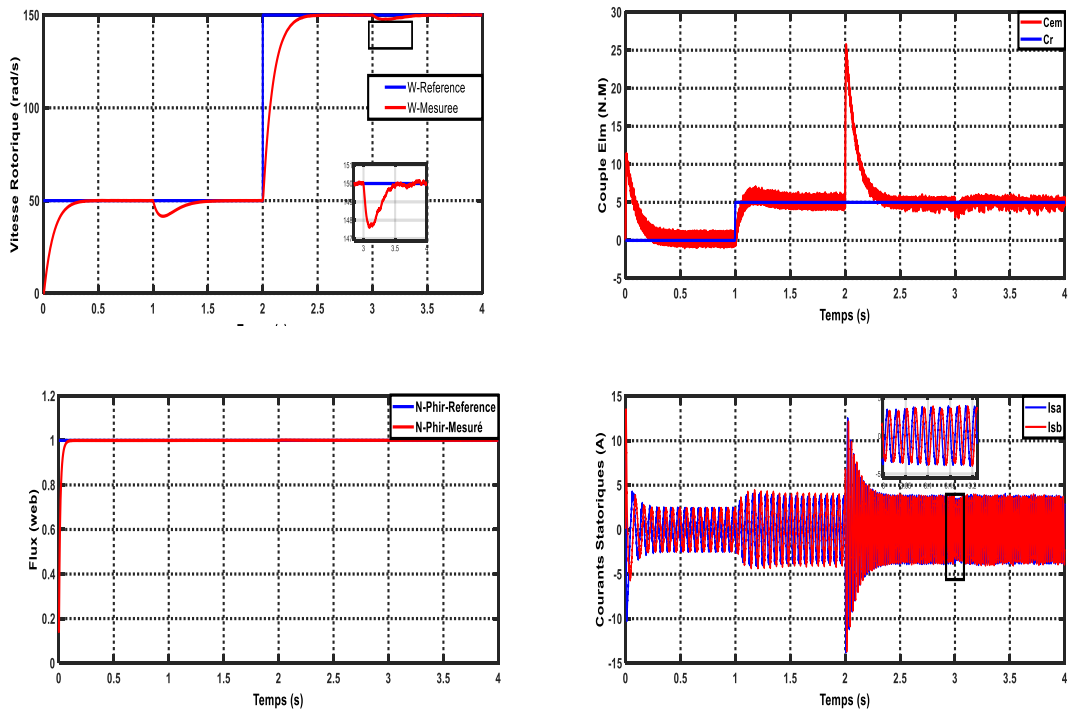


Fig.3.7 : Test de variation de robustesse (régulateur IP).

### Interprétation des résultats

- **Pour le premier test**

D'après les résultats de simulation montrés sur les figures ci-dessus, on peut constater que :

La vitesse réelle suit assez parfaitement la vitesse de commande (de référence).

Un temps de réponse assez court est obtenu en raison de la bonne approximation des pôles comme illustré par la figure (4.3-A).

Le flux rotorique est insensible aux variations de la vitesse. Ceci confirme la capacité de la commande non-linéaire par linéarisation entrée-sortie de découpler l'aimantation de la machine asynchrone et sa vitesse (figure (4.3-A, B)). L'erreur statique est nulle par contre.

- **Pour le deuxième test**

Nous avons simulé le comportement de la machine à l'impact de charge suite à un couple de 5 N.m, appliqué à l'instant 1s ainsi une variation de la résistance rotorique de 50% de sa valeur à l'instant 3s, les résultats relevés montrent une chute maximale de la vitesse de rotation inférieure à 10% de la vitesse nominale lors de l'application de la charge pendant un petit temps puis retrouve sa valeur initiale, on remarque aussi que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge (figure (4.4-E)), ainsi un découplage parfait même dans la variation du couple et le transitoire du flux rotorique et une grande performance dynamique et parfaite poursuite de trajectoire, mais ce dernier est affecté par la variation de la résistance rotorique (figure (4.4-B)).

### Commande entrée-sortie avec régulateur flou

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une régulation utilisant la commande entrée-sortie avec régulateur flou , nous allons appliquer les mêmes critères que ceux utilisés pour la commande Linearisante. Le cycle de vitesse présente un mode d'inversion de sens à vide puis un mode assez sévère qu'il se compose deux zones de fonctionnement suivi par une application d'un couple de charge et variation de la résistance rotorique.

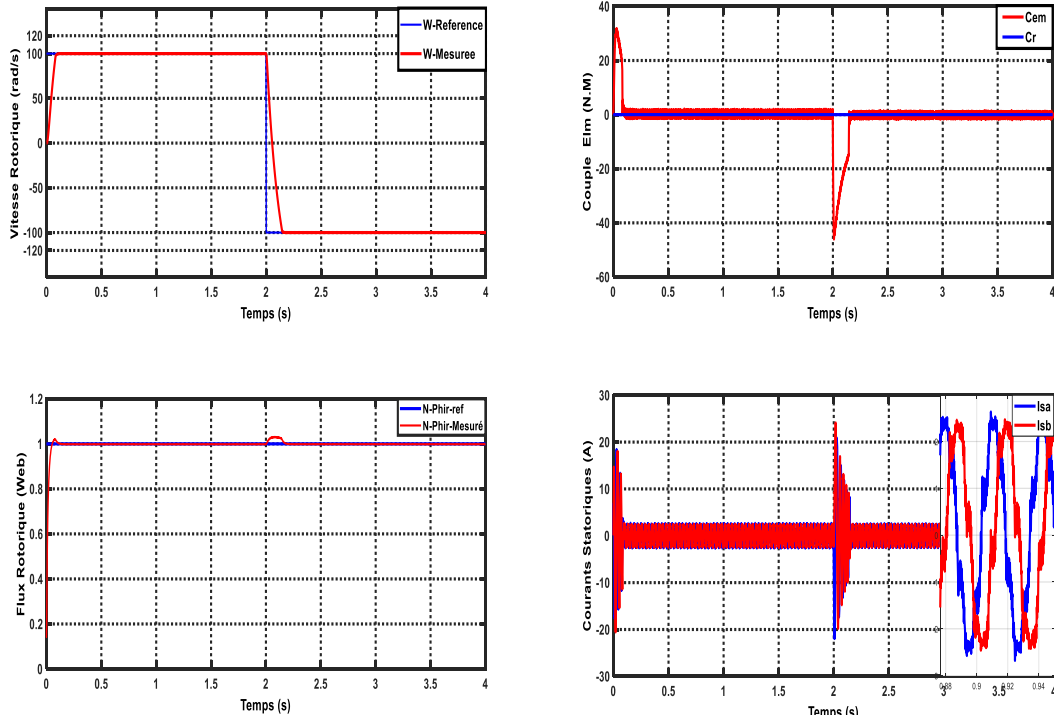


Fig.3.8 : Test d'inversion de sens de rotation (régulateur flou).

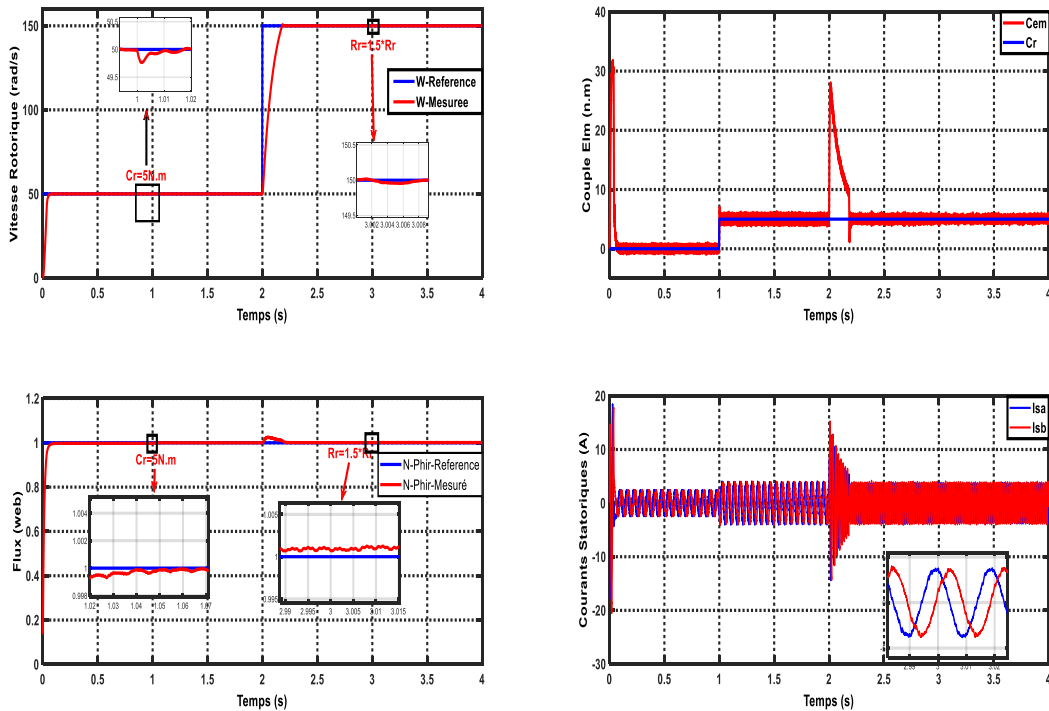


Fig.3.9 : Test de variation de robustesse (régulateur flou).



### Interprétation des résultats

- **Pour le premier test**

A partir des résultats ci-dessus, nous pouvons constater que les performances sont très satisfaisantes. Les figures (4.7) montrent les performances du régulateur flou avec le même profil de la vitesse appliqué précédemment. La vitesse et le flux convergent très rapidement vers leurs références (réponse rapide comparativement à celle obtenue dans le premier cas linéarisant entrée-sortie (IP). On remarque aussi que L'erreur statique est nulle.

- **Pour le deuxième test**

Pour des profils de vitesses plus complexes Les mêmes performances ont été maintenues. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge. Par contre la réponse de la vitesse suite à une variation de charge est meilleure et dont la réponse est plus rapide que celle remarquée dans la technique précédente. On constate que la variation de la résistance rotorique  $R_r$  n'influe pas sur la dynamique de la vitesse lorsqu'on utilise un régulateur de type flou. Ceci est dû principalement au caractère robuste de ce dernier (pas de modèle mathématique).

### 3.12. Etude comparative entre le régulateur flou et le régulateur IP

#### Comparaison de lois de commande

Deux approches de commande, dédiées au pilotage de la machine asynchrone ont été proposées dans ce chapitre. Du point de vue conceptuel, on peut remarquer que la commande par linéarisation entrée-sortie à régulateur flou est la meilleure, et présente des performances très intéressantes.

Les résultats de simulation, nous ont permis de mettre en évidence les capacités des deux techniques proposées en termes de régulation, poursuite, et rejet de perturbation.

Par simulation nous avons montré que la commande par linéarisation entrée-sortie assure à priori une linéarisation parfaite quel que soit les profils de trajectoires physiquement admissibles imposés au moteur asynchrone. De grandes performances souhaitées sont obtenues en basse vitesse et en vitesse nominale. Mais elle est peu robuste au sens où elle nécessite une connaissance exacte des paramètres pour garantir les performances escomptées.

Pour la deuxième technique, on conclut, que la réponse en vitesse obtenue avec la commande par linéarisation entrée-sortie à régulateur flou est plus rapide que celle obtenue avec la commande Linéarisant entrée-sortie, l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément, tandis que celle de la commande linéarisant E/S ne l'est qu'après un certain temps. Le système commandé par cette approche est plus robuste vis-à-vis des perturbations de charge, et aux variations des paramètres du moteur. Notons que les gains de cette commande sont très délicats à manipuler.

Enfin, après avoir fait les essais comparatifs concernant les différentes techniques étudiées, nous récapitulons de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans le tableau suivant, où le signe " + " correspond à un meilleur comportement par rapport au critère indiqué et un signe " - " indique un comportement peu satisfaisant.

Critère de comparaison	Régulateur IP	Régulateur Flou
Dynamique du correcteur	+	+++
Erreur statique	++	+++
Réponse transitoire	+	+++
Réponse permanent	++	+++
Robustesse vis-à-vis variation $R_r$	-	+++
Basse de vitesse	+	++
Facilité de réglage	+	-

**Tab.3.2 :** Tableau comparatif des deux types de régulateurs.

### **3.13. Conclusion**

La conception d'un contrôleur floue a été introduite tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'incertitude, la complexité et l'ambiguïté d'une simulation à base d'un contrôleur flou. Elle a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone. Les résultats de simulation montrent un découplage parfait entre les deux sous-systèmes (flux et vitesse). Les performances de cette commande sont satisfaisantes. Elle peut être employée pour des systèmes non linéaires mal modélisés.

---

---

# Conclusion générale et perspectives

---

---

### Conclusion générale et perspectives

L'étude des performances de la commande par Linéarisation entrées-sorties appliquée à la machine asynchrone est l'objet du travail présenté. Selon l'analyse théorique de la Commande non linéaire, il est possible de résoudre le problème de poursuite des opérations. Les objectifs préétablis pour un moteur asynchrone qui offre des performances satisfaisantes. Les transformations de transition d'un système triphasé à un système biphasé permettent d'obtenir le modèle mathématique de la machine asynchrone assez simple. Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés à l'étude théorique de loi de commande non linéaire puis on a appliqué cette loi sur le moteur asynchrone.

Pour cela nous avons établi le modèle mathématique du moteur asynchrone dans les différents repères triphasé, fixe ( $\alpha\beta$ ) et tournant ( $dq$ ) en se basant sur quelques hypothèses simplificatrices adoptées en littérature.

L'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle permet d'obtenir la commande par linéarisation entrées-sorties. Grâce à l'utilisation de cette méthode de contrôle, nous pouvons obtenir un système linéaire et parfaitement organisé, ce qui nous permet de contrôler le couple et le flux individuellement.

Selon les résultats, la commande a été effectuée. Le suivi des trajectoires de références est très efficace grâce à une méthode non linéaire de type linéarisation entrée-sortie. Comme dans notre situation, ce modèle offre la possibilité de contrôler le couple électromagnétique et le flux rétorque, ce qui se manifeste par une séparation entre eux. Grâce à cette commande, les performances de poursuite ont été améliorées mais les variations des paramètres de la machine reste le majeur inconvénient de cette technique, pour cela on fait appel a d'autre technique qui est la commande linéarisant entrée-sortie-floue.

Une autre commande non linéaire a été proposée à savoir un régulateur de type flou combiné avec la commande linéarisant. Ce régulateur est basé sur une récente méthodologie faisant appel aux variables linguistiques. Ce régulateur a donné des résultats meilleurs en termes de performances dynamiques et mêmes résultats en termes statiques et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques qu'une commande avec des régulateurs de type (IP) tout en éliminant les inconvénients liés à ce dernier.

## **Conclusion générale et perspectives**

---

Ce travail de mémoire nous a permis de conclure que la commande du moteur asynchrone sur une large plage de vitesse reste un champ d'investigation ouvert et que d'autres techniques de commande peuvent être utilisées et exploitées. Plusieurs suggestions et perspectives peuvent être l'objet d'une étude future :

Validation en temps réel de ces lois de commande basé sur les contrôleurs proposés, nous projetons en perspectives l'implémentation de ces techniques sur un prototype réel afin de voir le véritable comportement de ce système dans la réalité et de montrer la faisabilité du travail de recherche réalisé sur le terrain.

## Annexe

Plaque signalétique de la machine asynchrone emploi

$P_N = 0.75\text{KW}$	Puissance nominale.
$F_s = 50\text{HZ}$	<i>Fréquence du réseau industriel.</i>
220/380V	<i>Tension du réseau.</i>
$Nr = 157 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	<i>Vitesse de tension nominale.</i>
$C_{en} = 5 \text{ Nm}$	Couple électromagnétique.
$R_s = 10 \Omega$	Résistance statorique.
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.4612$	Inductance statorique.
$L_r = 0.4642 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \text{ kgm}^2$	Moment d'inertie.
$F = 0$	Frottement visqueux.
$P = 2$	Paire de pôle.

### Référence bibliographique

- [1] Boumrar Yacine, Loumi Mohamed, « Commande linéarisante Entrée-Sortie d'une machine asynchrone triphasée », Mémoire de master, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouazou, 2017.
- [2] Kerniche Hana, « Commande linéarisante Entrée-Sortie d'une machine asynchrone avec un estimateur d'état du flux rotorique », Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2015.
- [3] Remmache Ismail, Belmiloud Rida, « Commande linéarisante Entrée-Sortie d'une machine asynchrone », Mémoire de master, Université Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi Bourdj Bou Arreridj, 2022.
- [4] Taleb Lamia, Afettouche Djamila, Ghezlaoui Karima, « Commande linéarisante Entrée-Sortie de la machine asynchrone alimentée en courant », Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouazou, 2013.
- [5] Bakhouche Lemnouer, « Commande par linéarisation Entrée-Sortie du couple et du flux de la machine asynchrone », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Setif, 2009.
- [6] Yahi Mehdi, Khettaf El Mendil Mohamed Amine, « Commande linéarisante d'une machine asynchrone », Mémoire de master, Université Djilali Bounaama Khmis Miliana, 2018.
- [7] Naimi Fatiha, Mouloudji Nacera, « Commande non linéaire de la machine asynchrone », Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouazou, 2012.
- [8] Ph.D, « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Thèse de doctorat, Université Laval Québec, 1997.
- [9] Gaid Ridha, Aboub Seddik, « Commande intelligente d'un moteur asynchrone à cage », Mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2021.
- [10] Alia Saim, Guedda Smail, « Commande vectorielle d'une machine à induction », Mémoire de master, Université Hamma Lakhder El-Oued, 2018.



## Référence bibliographique

---

- [11] Dissa Abdennour, « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », Thèse de magister, Université de Batna.
- [12] Tarek Benmiloud, « Commande de moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques », Thèse de doctorat, Université Mohamed Boudiaf Oran, 2012.
- [13] Himer Hamza Toufik, « Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone », Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf Msila, 2016.
- [14] Taieb BESSAAD, « Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf Oran, 2018.
- [15] Benyahia. M, « Commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.
- [16] B. RACHID, D -KHALEF « Commande de la machine asynchrone triphasée à cage D'écureuil » Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2006.
- [17] B.Hamzza, H.MohammedSaid « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone » Mémoire Master, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2010.
- [18] A. Bentaalah, A.Meroufel, A.Massoum, A.Bendaoud « Réglage et linéarisation entrée-sortie d'une machine asynchrone alimentée en tension ». Université Sidi Bel Abbès, 2008.
- [19] Abdelli, R, « Perturbations singulières appliquées au modèle de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor », Mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2007.
- [20] Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone » Thèse de magistère, Batna, 2006.

## Référence bibliographique

---

[21] Dissa Abdennour, « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire », Thèse de magister, Université de Batna.

[22] Guy Strutzer, Eddie Samigil, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs ».

[23] Boudja walid, « Etude et simulation d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à commande MII », Mémoire de Master, Université d'Annaba.

[24] F. Naceri, « La commande vectorielle indirecte et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude, Université de Batna 2000.

[25] M. Messai. I, Redouani, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone » Diplôme De Master, Université d'EL-Oued, 2014.