

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



جامعة بجاية  
Tasdawit n'Bgayet  
Université de Béjaïa

Université A. MIRA-BEJAIA  
Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique

## Mémoire de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme de master II en électrotechnique  
Option : Commande des systèmes électriques

### Thème

*Commande par retour  
d'état d'une machine  
asynchrone*

Réalisé par :

Mr AMZIANE Zouhir  
Mr AZIKIOU Farid

Encadré par :

Mr OUARI Kamel

2014/2015

# **Remerciement**

*Nous tenons, tous d'abord à remercier en premier lieu et avant tous le*

*Grâce au DIEU le tout puissant, qui nous a donné la force, la  
patience de mener à bien ce modeste travail*

*Nous présentant nos sincères remerciements à notre promoteur Mr  
**K.ouari** qui nous a aidé le long de notre travail.*

*Tous les membres de jury, à **Mr Boudries** pour sa présidence et **Mr  
Meziani** pour avoir accepté de nous examiner*

*Toutes les personnes qui nous ont aidé de près ou de loin a réalisé ce  
travail*

*Toute la promotion MASTER Commande Des Systèmes Electrique*

*2014/2015*

*Tous ceux qui ont l'aimable volonté de feuilleter ce mémoire*

# Dédicaces

*Je tiens à dédier ce mémoire :*

*À ma très chère Mère et à mon cher Père, en témoignage et en gratitude de leurs dévouement, de leurs soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leurs réconfort moral, eux qui ont consenti tant d'effort pour mon éducation, mon instruction et pour me voir réussir, pour tout cela et pour ce qui ne peut être dit, mes affectations sans limite.*

*À mes Chers Frères et chères sœurs.*

*À toute ma famille.*

*À tous mes chers amis sans exception... pour tous les moments de joies et de peines qu'on a passés ensemble.*

# Sommaire

# SOMMAIRE

---

## CHAPITRE I

I.1. Introduction.....	1
I.2. Les différentes commande de la machine asynchrone.....	1
I.2.1. Commande par mode glissant .....	1
I.2.2. Commande par logique floue : .....	4
I.2.2.1. Application de la commande par logique floue.....	6
I.2.3. Commande prédictive .....	7
I.2.4. Commande adaptative .....	10
I.2.4.1 .Les différents catégories de la commande adaptative .....	11
I.2.4.1.1 .Commande adaptatif par modèle de référence ou MRAC .....	11
I.2.4.1.2. Commande adaptative auto-ajustable : .....	12
I.2.5. Commande par retour d'état.....	13
I.2.5.1.Les différentes techniques de linéarisation.....	13
I.2.5.1.1. Linéarisation par retour d'état (linéarisation par bouclage).....	13
I.2.5.1.2. Linéarisation entrée-état.....	14
I.2.5.2. Dynamique interne des systèmes linéaires .....	16
I.2.5.3.Dynamique- zéro .....	16
I.2.5.4.Système multi-entrée multi-sortie (MIMO) .....	16
I.3.Conclusion .....	17

## CHAPITRE II

II.1.Introduction :	17
II.2. Constitution :	17
II.3. Modélisation de Machine asynchrone triphasée.....	18
II.3.1. Equation électriques générales.....	18
II.3.2. Application de la transformation de Park .....	19
II.4. Résultats de simulation.....	24
II.5. Conclusion .....	26

## CHAPITRE III

III.1. Introduction .....	27
III.2.Modélisation de l'onduleur de tension à MLI.....	27
III.3. Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) : .....	31

## SOMMAIRE

---

III.4. Résultats de simulation .....	33
III.4.1.Représentation de la porteuse, la modulante et la tension à la sortie de l'onduleur ..	33
III.4.2.Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension (avec onduleur et application d'une charge) .....	34
III.5. Conclusion.....	36

### CHAPITRE IV

IV.1.Introduction .....	37
IV.3. Résultats de Simulation et interprétations.....	41
IV. 3.3.1.Résultats de simulation .....	41
IV. 3.3.2.Essai avec variation du couple de charge.....	43
IV. 3.3.3. Essai avec variation de la résistance rotorique.....	44
IV.4.Conclusion .....	45

# Liste des Figures

# LISTE DES FIGURES

---

## CHAPITRE I

Figure I. 1: Configuration par changement de retour d'état.....	2
Figure I.2: Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.....	3
Figure I. 3: Exemple de définition d'ensembles sur un univers de discours en logique binaire et en logique floue.....	5
Figure I. 4: Schéma synoptique d'un contrôleur floue.....	5
Figure I. 5: Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.....	8
Figure I. 6: Structure de commande par modèle interne.....	9
Figure I. 7: Schéma de principe de la commande adaptative.....	11
Figure I. 8: Schéma de principe de la commande MRAC.....	12
Figure I. 9: Schéma de principe de la commande adaptative indirect.....	13
Figure I. 10: Schéma de principe de linéarisation par retour d'état.....	14
Figure I. 11: Linéarisation entrée-état.....	15
Figure I.12: Schéma bloc de commande par linéarisation entrée- sortie pour une machine asynchrone.....	16

## CHAPITRE II

Figure II. 1: Moteur a cage d'écureuil.....	17
Figure II. 2 : Illustration de la transformée de Park.....	19
Figure II.3: Comportement de la machine asynchrone triphasée ; démarrage à vide puis application d'une charge nominale de 5 Nm à $t= 0.3$ .....	25

## CHAPITRE III

Figure III. 1: Association machine-convertisseur.....	28
Figure III. 2: Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation.....	29
Figure III.3 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur.....	31
Figure III. 4: Principe de la technique MLI triangulo-sinusoidale.....	31

## LISTE DES FIGURES

---

Figure III. 5: Représentation de la porteuse et la modulante.....	33
Figure III. 6: Représentation de la Tension à la sortie de l'onduleur de la MAS.....	33
Figure III. 7: Démarrage à vide puis en charge de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension a MLI .....	34

### CHAPITRE IV

Figure IV. 1 : Schéma bloc de la commande par linéarisation E /S pour un moteur asynchrone .....	41
Figure IV. 2 : La vitesse mécanique et la vitesse référence .....	42
Figure IV. 3 : L'erreur de vitesse .....	42
Figure IV. 4 : Courbe de la vitesse mécanique avec variation du couple de charge .....	43
Figure IV. 5 : L'erreur de vitesse .....	43
Figure IV. 6 : Comportement de la vitesse mécanique durant la variation résistance rotorique .....	44
Figure IV. 7 : L'erreur de vitesse mécanique.....	45

# Les notations et les abréviations

## Liste des symboles et abréviations

MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
$R_s$	Résistance statorique [ $\Omega$ ].
$R_r$	Résistance rotorique [ $\Omega$ ].
$L_s$	L'inductance cyclique statorique [H].
$L_r$	L'inductance cyclique rotorique [H].
$l_s$	Inductance propre d'une phase statorique [H].
$l_r$	Inductance propre d'une phase rotorique [H].
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques [H].
$M_s$	Inductance mutuelle statorique [H].
$M_r$	Inductance mutuelle rotorique [H].
$J$	Moment d'inertie du rotor [ $Kgm^2$ ].
$F$	Coefficient d'amortissement [Nms].
$P$	Nombre de paires de pôles
a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé
$d, q$	Variables exprimées dans le repère ( $d, q$ ) tournant à la vitesse synchrone
$\alpha, \beta$	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé ( $\alpha, \beta$ )
$V_s$	La tension statorique [V].
$I_s$	Le courant statorique [A].
$I_r$	Le courant rotorique [A].
$\varphi_s$	Le flux du stator [Wb].
$\varphi_r$	Le flux du rotor [Wb].
$\omega_s$	La pulsation statorique [rd/s].
$\omega_{sl}$	La pulsation de glissement [rd/s]
$\theta_r$	L'angle électrique entre le rotor et le stator [rd].
$\theta_{sl}$	L'angle électrique entre l'axe d et le rotor [rd].

$\theta_s$	L'angle électrique entre l'axe d et le stator [rd].
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel.
$T_r$	La constante de temps rotorique [s].
$T_L$	Couple de charge constant [N.m].
$T_s$	La constante de temps statorique [s].
$\gamma$	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
X	Vecteur d'état
U	Vecteur d'entrée du system
$I_{s\alpha} I_{s\beta}$	Composantes ( $\alpha, \beta$ ), du courant statorique dans le référentiel fixe [A].
$\varphi_{r\alpha} \varphi_{r\beta}$	Composantes ( $\alpha, \beta$ ), du flux rotorique dans le référentiel fixe [Wb].
$\varphi_{rd} \varphi_{rq}$	Composantes ( $\alpha, \beta$ ), du flux rotorique dans le référentiel tournant [Wb].
$\varphi_{sd} \varphi_{sq}$	Composantes ( $\alpha, \beta$ ), du flux statorique dans le référentiel tournant [Wb].
$C_e$	Couple l'électromagnétique [Nm].
$C_r$	Couple de charge [Nm].
$\Omega^*$	Vitesse de référence [tr/min].
$\Omega$	Vitesse mécanique [tr/min].
$\varphi_s^*$	Le flux de référence [Wb]
$I_{sabc}$	Courants instantanés des phases statoriques [A].
$I_{rabc}$	Courants instantanés des phases rotoriques [A].
$V_{sabc}$	Tensions instantanées des phases statoriques [V].
$V_{rabc}$	Tensions instantanées des phases rotoriques [V].
g	La matrice de commande
A	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
r	Degré relatif
p	nombre des sorties.

$D(x)$  La matrice de découplage

$L_g L_f$  Dérivée de Lie

# Introduction générale

# Introduction générale

---

## Introduction générale

Dans les pays développés, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les moteurs électriques. Parmi plusieurs types de moteurs électriques, les machines asynchrones triphasées occupent une place prépondérante. En effet, Au moins 90% des systèmes de commande industriels utilisent des moteurs asynchrones, qui ont, petit à petit, pris la place des machines à courant continu en raison de leurs bonnes performances : fiabilité, robustesse, faible coût et maintenance simple. En revanche, la commande des machines asynchrones peut devenir très complexe. Cette complexité est due principalement aux raisons du modèle non linéaire de la machine asynchrone, il s'agit d'un modèle multi-variables et fortement couplé, présence d'incertitudes paramétriques et nécessité de prendre en compte leur variation dans le temps ce qui a poussé les automaticiens à trouver des algorithmes de commande à implanter pour résoudre ses problèmes [1].

Grâce aux progrès technologiques réalisés dans le domaine d'électronique de puissance et dans celui de l'électronique numérique, il est devenu possible de concevoir l'implémentation réelle d'algorithmes de commande quel que soit leur degré de complexité et leur temps d'exécution [2].

La commande par retour d'état fait partie des méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. La dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations [3]. Dans ce mémoire nous allons introduire la technique de commande par retour d'état pour la commande de la Machine asynchrone.

- Le premier chapitre sera consacré à la machine asynchrone alimentée en tension triphasé sinusoïdale et quelques différents types de commande existant.
- Le deuxième chapitre portera sur la modélisation de la machine asynchrone avec différents tests (à vide et en charge).
- Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation du convertisseur de fréquence, ou l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle. L'association machine-convertisseur sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine.

## Introduction générale

---

- Le quatrième chapitre mettra en relief l'application de la Commande non-Linéaire à la machine asynchrone, on utilisant un modèle en tension. L'application de la linéarisation entrée/sortie sur le modèle de la machine à induction entraînera un changement de variables par bouclage, avec une dynamique interne rendue inobservable. La commande sera testée par l'association de convertisseur. Les résultats de simulation refléteront la robustesse de commande pour assurer le découplage entre les variables de sortie.
- Finalement, on va clôturer par une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus, et dégageant les perspectives à envisager.

# Chapitre I

## I.1. Introduction

La machine asynchrone offre plusieurs avantages, par contre la non linéarité de son system (dynamique rapide, variation des paramètres durant son fonctionnement, elle est aussi sujet à des perturbations inconnues) ce qui la rend très difficile à commander donc elle nécessite un développement de techniques rassurantes la résolution de ses problèmes.

Parmi les techniques de commande existantes, on distingue :

- la commande par retour d'état développé par FILLES et KUPKA en 1983, elle est basée sur des changements de variables et des développements mathématiques rigoureux [3].
- la commande par mode glissant, qui consiste à ramener la trajectoire d'état d'un system vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre [4].
- La commande par logique floue est une méthode de commande intelligente, elle s'appuie sur la théorie mathématique des ensembles flous de Lotfi ZADEH, qui présente une extension de la théorie des ensembles classiques, Ou ensemble défini de façon imprécise [5].
- La commande prédictive appelée aussi commande anticipatrice, basée sur l'utilisation d'un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, afin d'anticiper le futur comportement du procédé [6].
- La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commandes, afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander tels que la résistance rotorique de la machine asynchrone, et le moment d'inertie de la charge sont soit inconnus soit variant dans le temps[7].

## I.2. Les différentes techniques de commande de la machine asynchrone

### I.2.1. Commande par mode glissant

La commande par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes non linéaire. Elle est basée essentiellement sur la résolution des équations différentielles à second membre discontinu, initiée par le mathématicien soviétique FILIPPOV. L'intérêt de cette commande ne cesse d'augmenter en raison de sa simplicité

d'élaboration, et ces multiples applications dans l'automatique ou de l'électronique de puissance [8].

Le principe de cette technique de commande est de contraindre le système à atteindre une surface prédéfinie, et de rester dans cette surface malgré l'existence de perturbations (la surface choisie est la surface de glissement ou de commutation). La commande par mode glissant en générale à deux modes de fonctionnement, Le mode non glissant ou mode d'accès (mode de convergence) et le mode glissant [9].

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. Dans la commande des systèmes à structure variable par le mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [10].

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable [11] :

- Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable avec deux retours d'état différent. figure (I.1).

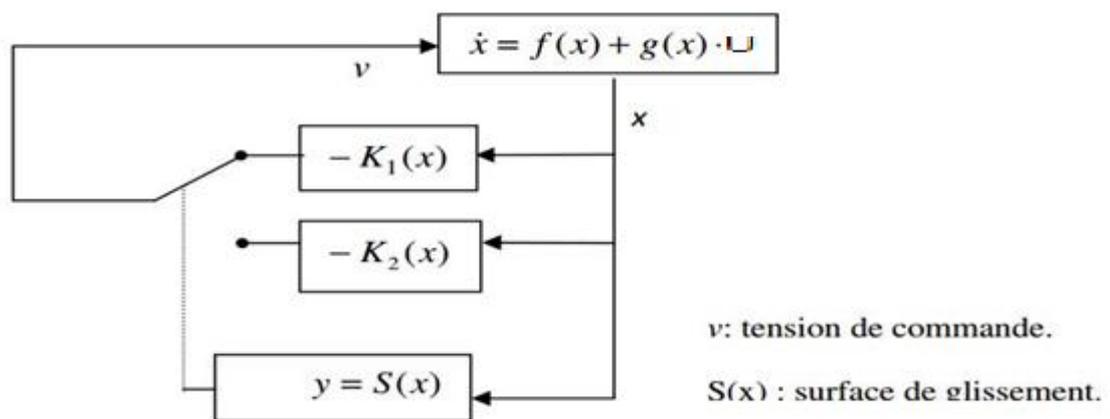
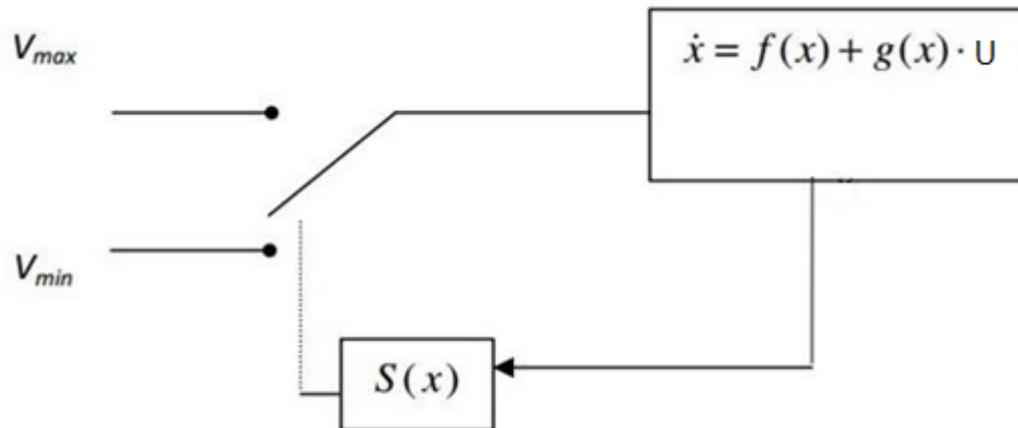


Figure I. 1: Configuration par changement de retour d'état.

Avec :

- $x$  : la variable d'état
- $U$ : grandeur de commande
- $K_1(x)$  et  $K_2(x)$  sont les sorties du system
- Une autre configuration permet la variation de la structure du système par simple commutation au niveau de l'organe de commande qui doit être conçu de sorte que la grandeur de commande *une* prenne que deux valeurs constantes  $V_{max}$  et  $V_{min}$



**Figure I.2: Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.**

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation [11].

La conception de la commande par mode glissant revient à déterminer trois étapes [12] :

- Le choix de la surface de commutation, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase.
- La condition de convergence est réalisée afin de forcer les points représentatifs de la trajectoire de convergence vers les surfaces de glissement.
- Le calcul de la commande, une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre. Tout ça en maintenant la condition d'existence des modes glissants effective.

La structure de contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et une autre dite stabilisante.

La technique de commande par mode glissant utilisée pour la commande du moteur asynchrone offre certains avantages qui sont [11] :

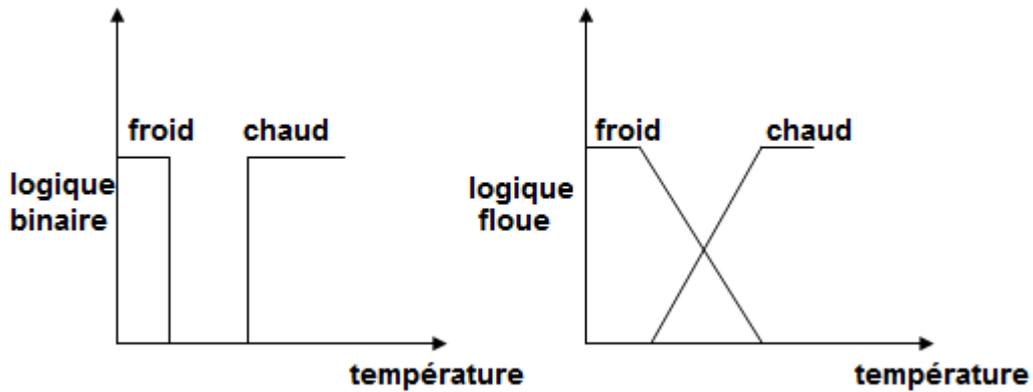
- la robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une dynamique très performante.
- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.
- Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement.

Elle présente aussi quelques inconvénients comme [11] :

- Les trajectoires solutions ne sont pas robustes vis à vis des incertitudes pendant la phase (la variation d'une position à l'autre).
- Plus on dérive la grandeur de sortie, plus on risque d'amplifier le bruit, ce qui rend la commande instable.
- Réduction des performances de la commande à régimes glissants d'ordre supérieur pour l'asservissement du système.

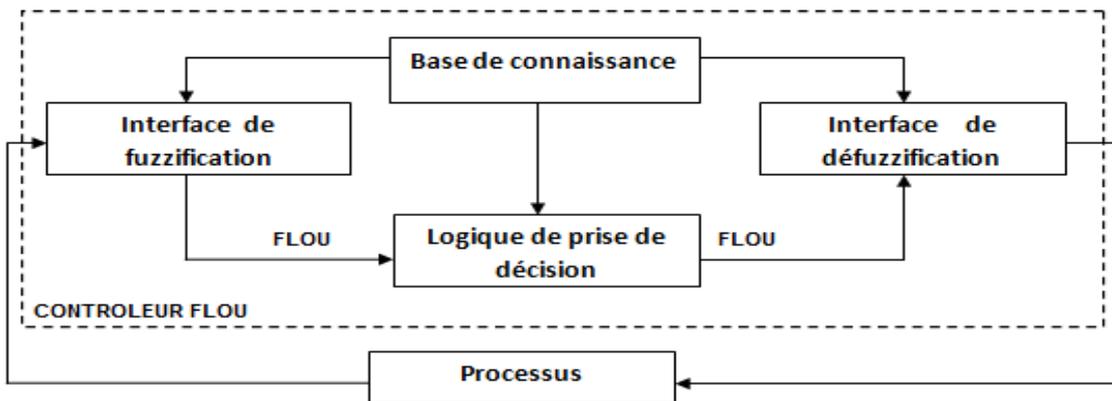
### **I.2.2. La commande par logique floue :**

L'idée du professeur Lotfi ZADEH à travers le nouveau concept ensembliste d'appartenance graduelle d'un élément à un ensemble, est de définir une logique permettant de modéliser ces imperfections, et de prendre en compte les états intermédiaires entre le tout et le rien. L'utilité de cette approche peut être illustrée de la manière suivante : une température de 10°C, pour un humain, est généralement considérée comme froide, une autre de 40°C est qualifiée de chaude. Si chacune de ces valeurs appartient à une catégorie (ensemble) bien définie, qu'en est-il pour des valeurs intermédiaires? Une réponse intuitive consiste à affirmer qu'elles appartiennent à une ou deux des catégories précédentes avec des niveaux ou des degrés (normalisés) différents. On évite ainsi des transitions brusques entre différentes catégories, comme cela est le cas en logique binaire (figure I.3). Il semble en effet surprenant de considérer qu'une température de 40°C est chaude, alors qu'une température de 39,9°C ne l'est pas [13].



**Figure I. 3: Exemple de définition d'ensembles sur un univers de discours en logique binaire et en logique floue**

Cet exemple permet d'illustrer le fait qu'une logique binaire classique soit, dans certains cas, trop limitative. Donc il est nécessaire de faire appel à une autre logique multi évaluée qui sera vue comme une extension de la précédente, c'est bien la logique floue, en ce qui concerne la commande d'un processus quelconque, la logique floue permet une approche fondatrice par rapport à l'automatique classique. En automatique, en général, on s'attache à modéliser le processus à travers un certain nombre d'équations différentielles. Cette modélisation est rendue difficile et parfois impossible à mesurer surtout avec la complexité des processus. Un contrôleur va décrire non pas le processus mais la façon de le contrôler, tout comme le ferait un expert humain [14]. La structure de base d'un contrôleur floue est représentée sur la figure (I.4)



**Figure I. 4: Schéma synoptique d'un contrôleur floue.**

Dans la commande floue d'un système, on peut distinguer trois parties principales [15] :

- La fuzzification : consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps  $t$ , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.
- l'inférence : à partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous-ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques.
- la défuzzification : elle a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système.

Les stratégies de défuzzification les plus utilisées sont : [15]

- la Méthode de maximum : Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.  
La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).
- La méthode de la moyenne des maximale : Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.
- La méthode du centre de gravité : Cette méthode est plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie.

Le réglage par la logique floue réunit un certain nombre d'avantages comme [16] :

- le non nécessité de modélisation.
- la possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus.
- la maîtrise des systèmes à régler avec un comportement complexe.
- L'emploi possible aussi pour des processus rapides (grâce à des processeurs dédiés), la disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), ou pour circuits intégrés (processeurs dédiée).

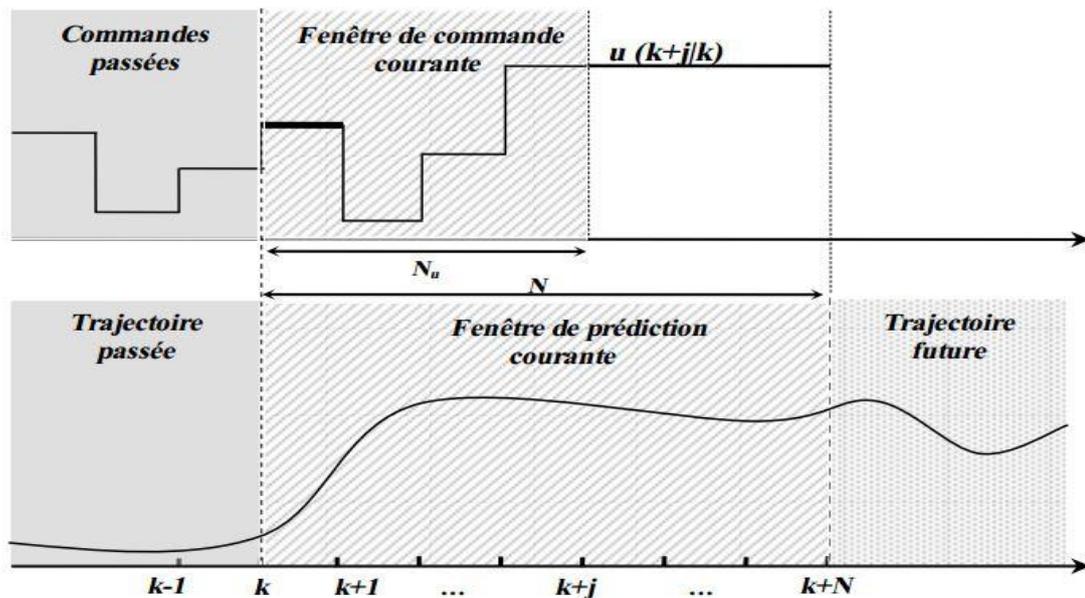
Les inconvénients de cette stratégie de commande sont [16] :

- le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de défuzzification) et l'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- 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 limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- La précision du réglage souvent peu élevée, la cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

### **I.2.3. La commande prédictive**

La commande prédictive ou commande à horizon glissant est une technique de commande basée sur la notion de prédiction du comportement de la dynamique des systèmes (linéaires ou non). Elle a fait ses débuts en 1962 suite aux travaux de ZADEH et WHALEN [7]. Elle sera connue plus tard dans le monde industriel, particulièrement dans le secteur de la pétrochimie, suite aux travaux indiqués dans la référence [20].

Grâce à sa capacité à prendre en compte les contraintes à contrôler, les systèmes multi variables, et la possibilité d'utiliser différentes structures de modèle, la commande prédictive (non linéaire (NMPC)) est à présent largement reconnue comme l'une des techniques de contrôle les plus puissantes si ce n'est la seule approche possible dans beaucoup de problèmes de contrôle à résoudre. Au fil du temps, beaucoup d'améliorations ont été faites sur cette technique, notamment les travaux de MAYNE et MICHALSKA. Aujourd'hui elle est adaptée à la commande des systèmes rapides [17], comme l'illustre la figure (I.5).

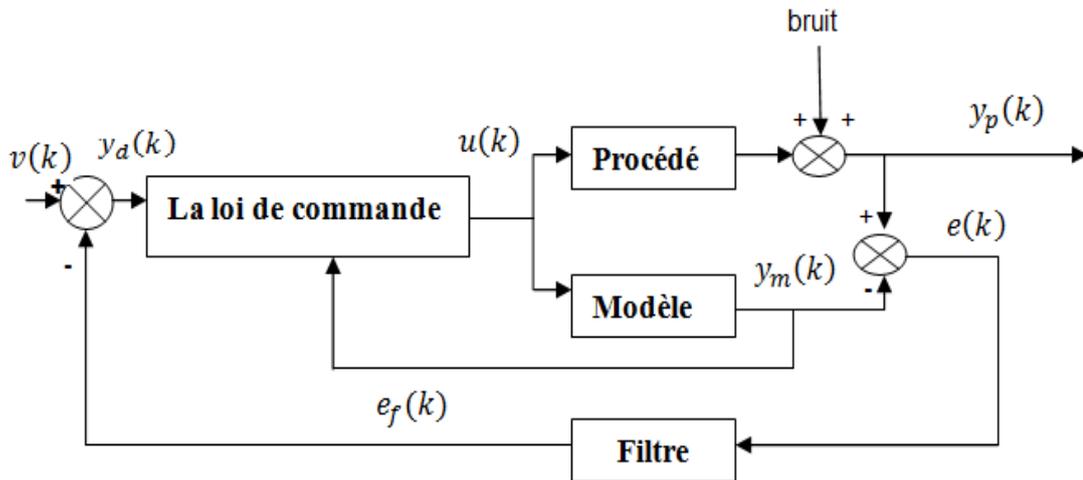


**Figure I. 5: Représentation temporelle du principe de la commande prédictive**

La commande prédictive a prouvé aux travers de très nombreuse application industrielle sa capacité à garantir des performances accrues tout en s'avérant simple implémentation. Le succès de cette stratégie de commande avancée réside principalement dans son apport théorique, permettant d'inclure la connaissance d'une trajectoire à suivre dans le future, sur un horizon fini. Sa description temporelle facilite de plus la prise en comptes des contraintes physiques des systèmes [18].

Elle est donc tout indiquée dans les problèmes de suivi de trajectoire, notamment pour la commande d'axes en machine-outil ou en robotique, mais aussi pour la commande des systèmes non linéaire dont la trajectoire a été planifiée, ou encore pour la conduite de systèmes plus lent dans un contexte adaptatif, elle permet également de piloter les systèmes variant dans le temps. Dans ce cadre, il s'avère important de développée des méthodologies garantissant la robustesse des lois prédictives vis-à-vis d'incertitude, ou encore tenant compte des contrainte sur le système [18].

La structure de commande considérée ici est la structure de commande à modèle interne à laquelle on a ajouté un retour de sortie du modèle (figure I.6).



**Figure I. 6: Structure de la commande par modèle interne**

Dans une stratégie de commande prédictive associée à une structure de commande à modèle interne, l'objectif de poursuite de la trajectoire de référence par la sortie du procédé revient à déterminer une séquence de commandes, sur un horizon de commande, telle que l'écart entre la trajectoire désirée (consigne modifiée par le bouclage de l'erreur filtrée et la sortie prédite par le modèle soit minimal sur un horizon de prédiction [19].

Avec :

$u$  : Séquence de commande.

$v$  : La trajectoire de la commande.

$y_p$  : La sortie du procédé

$N_c$  : Horizon de commande.

$N_p$  : Horizon de prédiction.

$y_m$  : Le modèle.

$e_f$  : L'erreur filtrée.

La commande prédictive présente les avantages suivants [20] :

- Cette commande est applicable pour tout système théoriquement commandable, monvariable, multivariable, linéaire ou non, stationnaire ou non, avec contraintes diverses.

- Elle évite des variations excessives sur les variables manipulées, la commande est plus douce. Cela permet une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur durée de vie est ainsi augmentée.
- Anticipation du futur et amélioration du suivi de la consigne.
- La robustesse aux variations paramétriques du système.

Elle présente les inconvénients suivants [20] :

- Elle nécessite une modélisation précise.
- Elle nécessite un calculateur puissant.

#### I.2.4. La commande adaptative [21]

Il est évident que dans certaines applications où les paramètres du procédé varient avec le temps, le régulateur robuste à paramètres fixes ne suffit plus pour garantir les performances désirées, donc une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par ces régulateurs. En plus ces variations se comportent difficilement avec le régime dynamique, due aux variations de la charge. C'est pour cela, qu'une commande adaptative est nécessaire pour faire face à ces problèmes. La commande adaptative est utilisée pour l'ajustement automatique des régulateurs afin d'assurer les performances désirées quand les paramètres du système à contrôler sont inconnus ou variant avec le temps, elle peut être structurée selon les catégories suivantes :

- Approximation des stratégies de commande optimale stochastique (duale)
- Système de commande auto-ajustable (self tuning control-S.T.C)
- Commande adaptative avec modèle référence (MRAC)

Le principe de la commande adaptative est représenté par la figure (I.7)

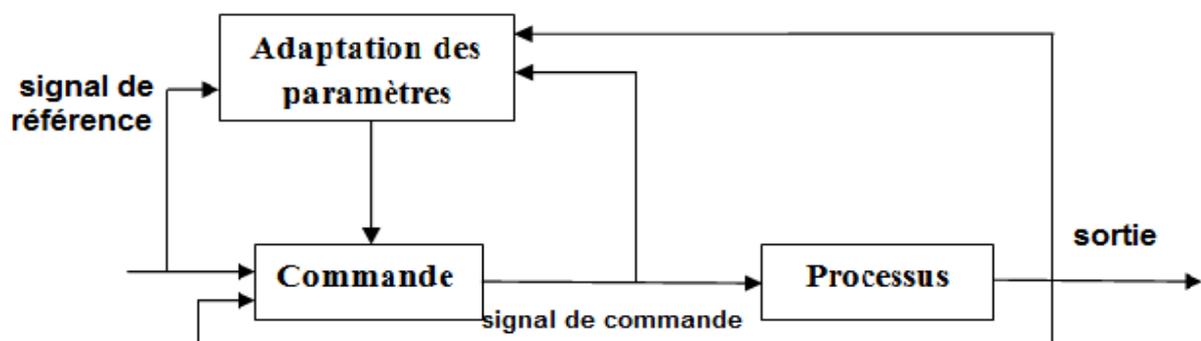


Figure I. 7: Schéma de principe de la commande adaptative

### I.2.4.1 .Les différents catégories de la commande adaptative

#### I.2.4.1.1. La commande adaptative par modèle de référence ou MRAC :

La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) a été proposée pour la première fois en 1961 [22], se basant sur la minimisation d'un indice de performance. C'est une approche connue généralement sous la règle de conception du MIT (méthode de gradient). La structure en boucle fermée du MRAC représentée par la figure (I.8), la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les performances désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster les paramètres du régulateur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de la trajectoire vers zéro. Cette technique demande souvent des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel (cas de robots manipulateurs) [23].

Des théories classiques comme celle de Lyapunov peuvent être employées pour atteindre ce but. La structure de la loi de commande est telle que le comportement du système bouclé soit stable et équivalent au modèle de référence, malgré la présence des dynamiques non modélisées et d'incertitudes paramétriques. Ce type de commande est appelé commande adaptative directe à modèle de référence [23].

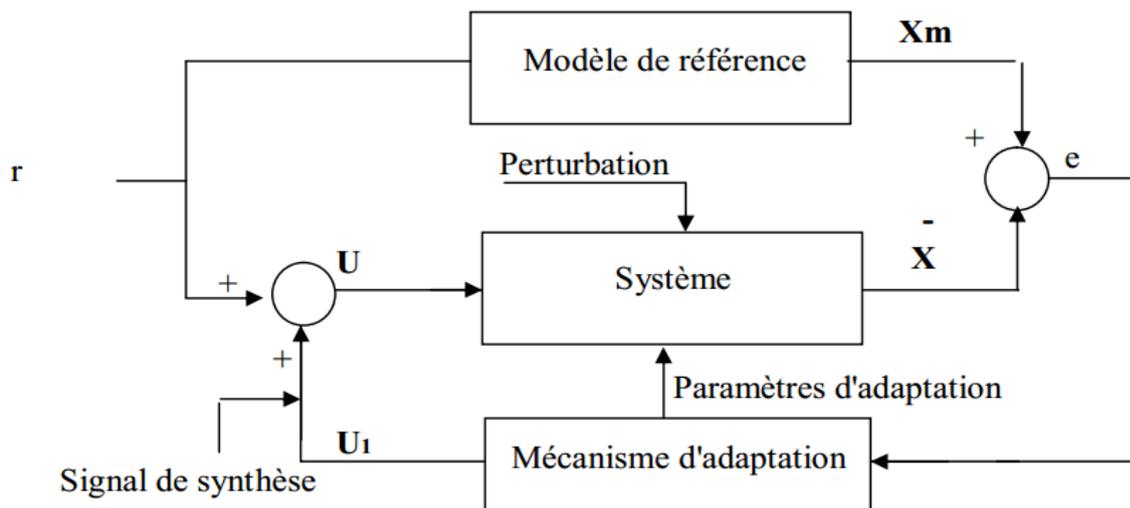


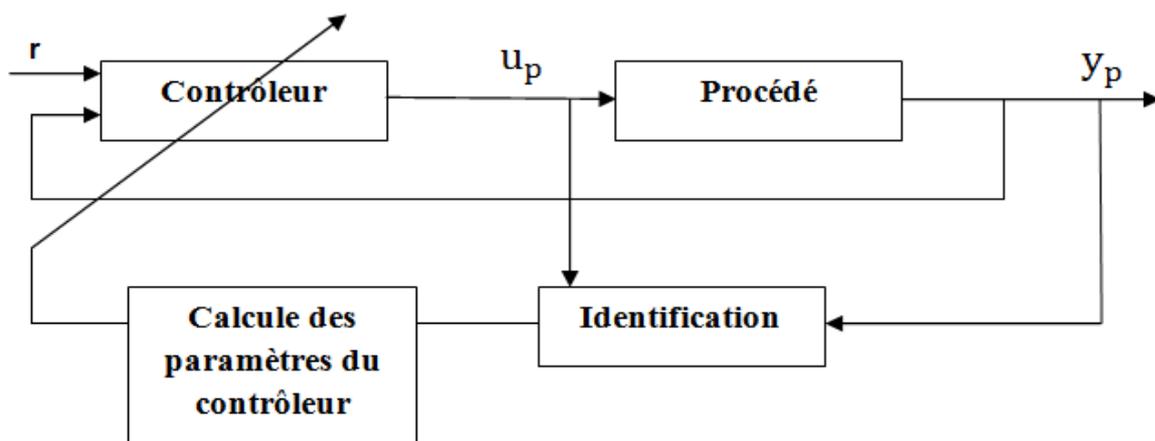
Figure I. 8: Schéma de principe de la commande MRAC

#### I.2.4.1.2. Commande adaptative auto-ajustable :

Encore appelée commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC), cette stratégie a été proposée par Kalman en 1958, le schéma block de cette

commande est représenté par la figure (I.9). Ce type de commande adaptative est basé sur les principes de séparation et d'équivalence certaine. Le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur, est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler. L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul de la loi de commande [24].

L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres du système à contrôler, tout en satisfaisant les objectifs de commande. Pour l'élaboration du régulateur, aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande [25].



**Figure I. 9: Schéma de principe de la commande adaptative indirecte**

L'avantage de la commande adaptative associé à un moteur asynchrone est [26] :

- Le rejet de Perturbations.
- Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.
- Une meilleure performance grâce à la bonne estimation de la variation des résistances statorique et rotorique au niveau de l'observateur adaptatif.

Cependant l'inconvénient majeur dans ce type de commande, est dû aux choix des paramètres des régulateurs, car ce choix est effectué par l'utilisation de la méthode de placement des pôles, qu'elle est difficile à appliquer [26].

## I.2.5. La commande par retour d'état

### I.2.5.1 Les Différentes techniques de linéarisation

#### I.2.5.1.1. Linéarisation par retour d'état (linéarisation par bouclage)

C'est une approche de conception de commande non-Linéaire, attire beaucoup de chercheurs ces dernières années. L'idée de base de cette approche est la manipulation algébrique de la dynamique du système non linéaire, complètement ou partiellement (fully or partly) et sa transformation dans un système linéaire. La linéarisation par retour d'état peut être utilisée dans le développement des contrôleurs robustes, aussi elle est utilisée avec succès pour résoudre des problèmes de commande dans la pratique, comme le control des hélicoptères, des avions à hautes performances, robots industriels et des appareils médicaux. L'idée de la linéarisation par retour d'état, signifie l'élimination de la non-Linéarité et l'imposition de la dynamique linéaire désirée, elle peut être appliquée seulement à la classe de systèmes non Linéaire décrit par la forme canonique de contrôlabilité [13].

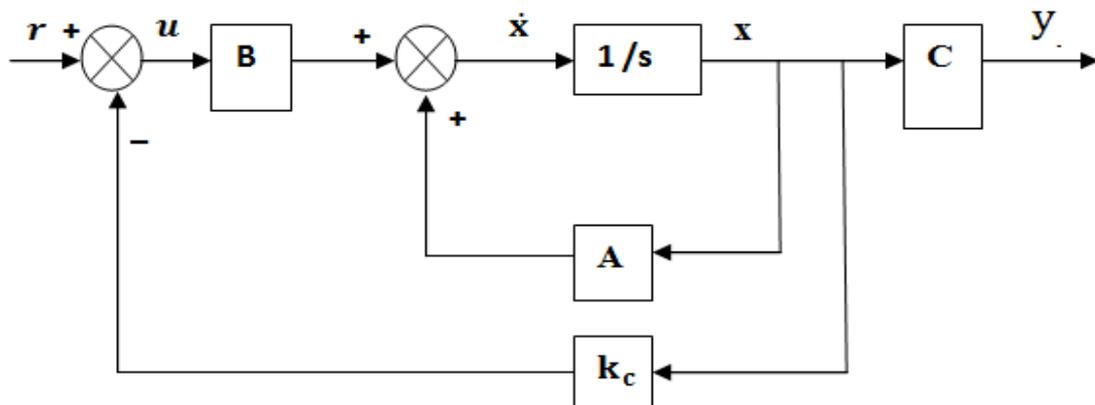


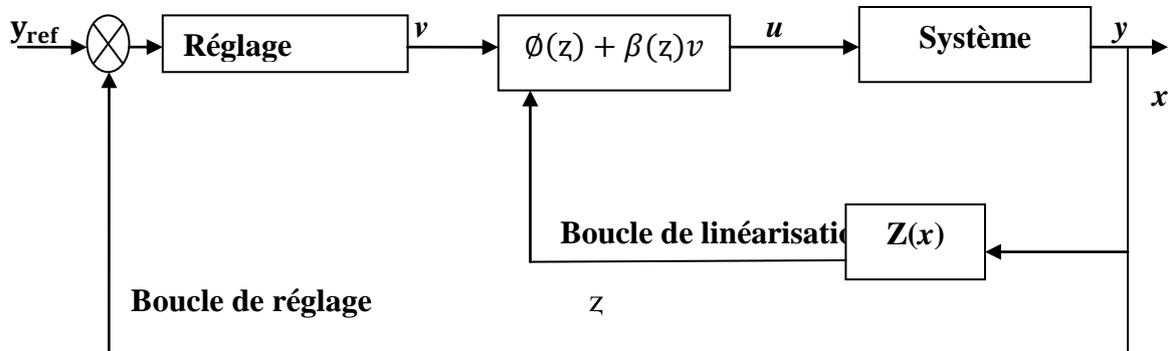
Figure I. 10: Schéma de principe de linéarisation par retour d'état

#### I.2.5.1.2. Linéarisation entrée-état

Cette technique sert à résoudre le problème de conception d'entrée de commande pour un system non linéaire par deux étapes.

- La première consiste à trouver une transformation d'état et une transformation d'entrée d'une manière à transformer la dynamique non-Linéaire du système en une dynamique linéaire.
- la deuxième consiste à exploiter les techniques linaires standards comme le placement des pôles. Cependant l'unique conception de commande linéaire qui peut stabiliser le système dans une petite région autour d'un point d'équilibre. La

difficulté est la non linéarité dans la première équation, laquelle elle ne peut pas être éliminée par la commande [27]. Le schéma de principe est représenté dans la figure (I.10).



**Figure I. 11: Linéarisation entrée-état**

La commande du moteur asynchrone par linéarisation entrée-sortie (E/S) est une méthode généralisant les commandes de type vectoriel, en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, donc il est possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux, au temps de réponse en couple, et la robustesse paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux. Le système à contrôler, par une loi de commande par linéarisation, doit être de type carré. Par conséquent, on peut choisir la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel. La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. La stratégie de commande par linéarisation entrée/sortie (figure I.11) se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplées, suivie d'un placement de pôles. [28]

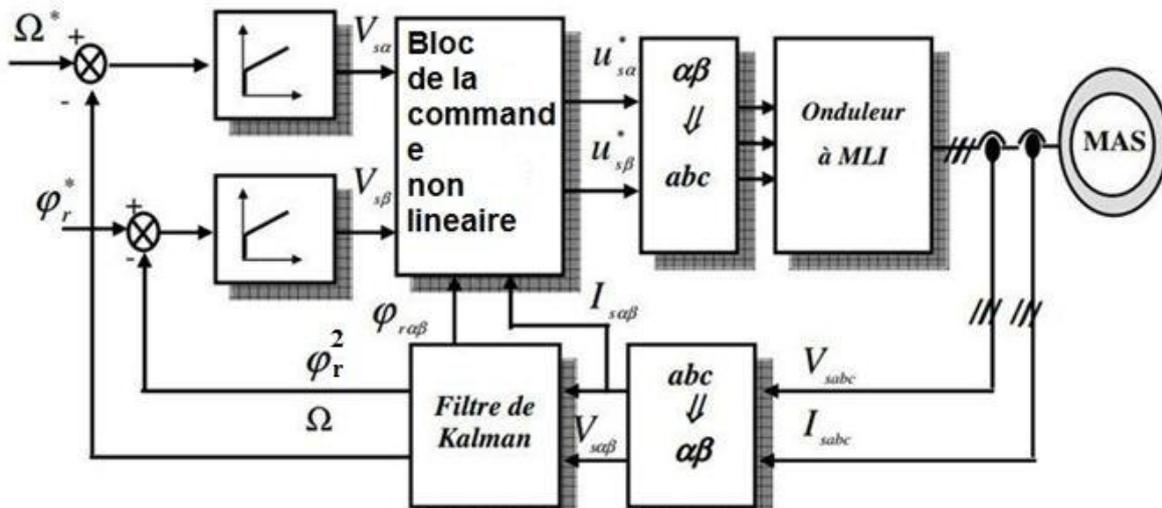


Figure I.12: Schéma bloc de commande par linéarisation entre-sotie pour une machine asynchrone.

### I.2.5.2. Dynamique interne des systèmes linéaires

En général il est très difficile à déterminer la stabilité de la dynamique interne d'un système non linéaire, non autonome, et couplée à dynamique externe de la boucle fermée. Malgré que l'analyse de Lyapunov, ou les approches semblable peuvent être d'un grand intérêt pour certains systèmes, leur applicabilité générale est limitée par la difficulté de trouver la fonction de Lyapunov. Par conséquent, on doit chercher des approches plus simples permettant d'investiguer la stabilité de la dynamique interne. [29]

### I.2.5.3. Dynamique- 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). Par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapunov. Deux remarques utiles doivent être soulignées concernant la notion de la dynamique-zéro des systèmes non linéaires, Cette notion est une propriété intrinsèque du système non-linéaire ne qui ne dépend ni du choix de la loi de commande ni des trajectoires désirées.

L'examen de la stabilité de la dynamique-zéro est nettement plus facile que celle de la stabilité de la dynamique interne car elle inclut uniquement les états internes, par contre la dynamique interne est liée à la dynamique externe comme aux trajectoires désirée. [30]

### I.2.5.4. Système multi-entrée multi-sortie (MIMO)

Les notions utilisées pour les systèmes SISO peuvent être utilisés au cas des systèmes MIMO. Les systèmes sont considérés carrés, c'est-à-dire possédant le même nombre de d'

entre que sortie, de ce fait un grand nombre de résultats issus des systèmes mono variables peuvent faire l'objet d'une extension au cas multi variable (la transformation locale des coordonnées, dynamique des zéros ...etc.). Durant les deux dernières décennies la théorie des systèmes non linéaires a connu un avancement considérable. La technique de linéarisation par retour d'état figure parmi les résultats les plus importants. Cette technique consiste à inverser le modèle non linéaire pour obtenir une relation entrées état ou entrées-sorties linéaire et appliquer les techniques de commande linéaire classiques. [12]

### **I.3. Conclusion**

D'après toutes les notions de la théorie de commande non linéaire, représentées dans ce premier chapitre, on constate que la commande par logique floue qui est une technique d'intelligence artificielle permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies mais elle souffre du problème de l'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non linéaire ce qui rend cette méthode très difficile.

La simplicité de la technique de commande par mode glissant dans l'automatique et l'électronique de puissance confronte le problème de non robustesse vis-à-vis des incertitudes pendant la phase (changement de la structure d'une position à l'autre).

La commande prédictive qui est applicable pour tous systèmes théoriquement commandable, mono ou multi variable, linéaire ou non, même avec contraintes diverses, mais elle est pénalisée par sa dépendance à un calculateur puissant et une modélisation précise.

La commande par retour d'état peut être utilisée dans le développement des contrôleurs robustes. Plusieurs travaux ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple et flux et à la robustesse paramétrique. Elle est basé à la commande par orientation du flux.

# Chapitre II

### II.1. Introduction :

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, la plus part de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet de concevoir sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [31].

### II.2. Constitution :

La machine asynchrone est constituée d'un stator et d'un rotor séparé par un entrefer.

Le stator est un bobinage triphasé, qui engendre un champ magnétique tournant.

Le rotor est constitué de barres (cuivre ou aluminium) formant une cage d'écureuil. Le rotor est non connecté est en court-circuit. Ce moteur est dépourvu de collecteur et de ballais.

Pour des puissances plus importantes, le rotor est bobiné (triphase, Y) relié à l'extérieur via un collecteur simplifié à trois bagues, et court-circuité en fonctionnement normal. Mais on peut aussi modifier les propriétés électromécaniques du moteur en agissant sur le rotor par ces connexions [32].

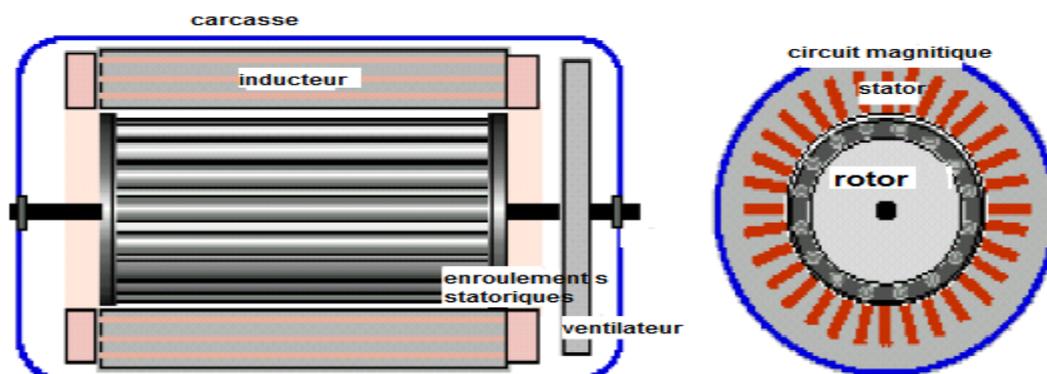


Figure II.1: Moteur a cage d'écureuil (coupe horizontal et vertical).

### II.3. Modélisation de Machine asynchrone triphasée

La structure de principe de la MAS, sujet de la présente étude est représentée par la figure II.1 et dont les hypothèses simplificatrices sont :

- Entrefer constant.
- Effet d'encoche et pertes ferromagnétique négligeables.
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement ne sont pas prise en compte.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrice d'entrefer.
- Circuit magnétique parfaitement feuilleté (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et non saturé (perméabilité magnétique constante), [33], [34], [35].

#### II.3.1. Equation électriques générales

Les équations des tensions statoriques décrites dans le repère fixe au stator sont

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

$R_s$  Est la Résistance statorique.

Les équations des tensions rotoriques liées au rotor sont :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

$R_r$  Est la résistance rotorique.

Les équations des flux sont :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Avec :

$$[l_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [l_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad ;$$

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

$\theta$  : Angle de rotation.

$L_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r$  : Inductance cyclique rotorique.

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

$l_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : Inductance mutuelle statorique.

$M_r$  : Inductance mutuelle rotorique.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre stator et rotor

### II.3.2. Application de la transformation de Park

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé est plus compliqué et non linéaire, pour cela on fait appel à la transformation de Park. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation d'un système triphasé équilibré en un système biphasé, fait correspondre aux enroulements de la machine originale, des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés dans le plan (d,q) [36], [37].

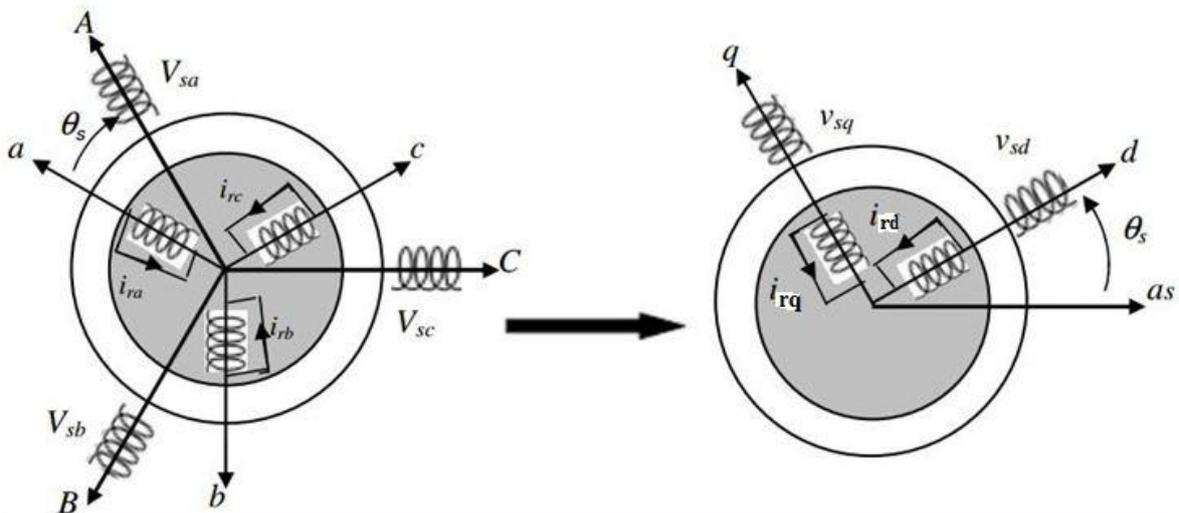


Figure II.2: Illustration de la transformée de Park

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Le changement de variables de 3 vers 2 correspond aux courants, tensions et flux sont définis par la transformation tel que :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

$$P(\theta_s)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$$P(\theta_r)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La transformation inverse se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$\theta_s$ : Angle de rotation du repère (d, q) par rapport au stator.

$\theta_r$ : Angle de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Le coefficient  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  de cette transformation normalisée est choisi comme une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété :  $[P]^t = [P]^{-1}$  [36].

Ou,  $[P]^t$ : Représente la matrice transposée de la matrice  $[P]$ .

La composante homopolaire ( $x_0$ ) dans un système équilibré est nulle.

En appliquant la transformation du Park au système d'équations (II-1), (II-2), (II-3), (II-4), le nouveau système d'équation devient :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

Où :

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

$L_r = l_r - M_r$  inductance propre cyclique du rotor.

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

$\omega_s$  vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au stator.

$\omega_r$  vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$  vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Pour que le modèle soit complet, on doit lui adjoindre l'équation mécanique suivante :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (c_e - c_r - f\Omega) \quad (\text{II-9})$$

Avec :

$\Omega$  : la vitesse angulaire du rotor.

$J$  : l'inertie totale du système.

$c_r$  : Le couple résistant.

$c_e$  : le couple électromagnétique.

$f$  : le coefficient de frottement

Le couple électromagnétique peut être calculé en se basant sur la conversion de l'énergie électrique fournie au stator. Elle s'écrit dans le repère (d,q) :

$$\begin{aligned} dW_{es} &= P_e(t)dt = (u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}) \\ &= R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)dt + (d\varphi_{sd}i_{sd} + d\varphi_{sq}i_{sq}) + \omega_s(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd})dt \end{aligned} \quad (\text{II-10})$$

Elle comporte un terme lié aux pertes Joules statoriques, un terme lié aux variations de l'énergie magnétique au stator, et le dernier terme qui représente l'énergie transférée au rotor :

$$dW_{sr} = \omega_s(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd})dt \quad (\text{II-11})$$

La variation de l'énergie électrique au rotor(en court-circuit) est donnée par :

$$dW_{er} = 0 = R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2)dt + (d\varphi_{rd}i_{rd} + d\varphi_{rq}i_{rq}) - \omega_r(\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd})dt \quad (\text{II-12})$$

En tenant compte du fait que :

$$\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd} = -(\varphi_{rd}i_{rq} - \varphi_{rq}i_{rd}) = M(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II-13})$$

L'énergie transférée au rotor à travers l'entrefer est alors donnée par :

$$dW_{sr} = R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2)dt + (d\varphi_{rd}i_{rd} + d\varphi_{rq}i_{rq}) + \omega_r M(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II-14})$$

Le premier terme correspond aux pertes Joules rotoriques :

$$P_{jr} = R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2)dt + (d\varphi_{rd}i_{rd} + d\varphi_{rq}i_{rq}) + \omega_r$$

Le deuxième terme correspond à l'énergie produisant le couple mécanique :

$$dW_{mec} = \omega_r M(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq})dt$$

$$dW_{mec} = \omega_r M(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq})dt \quad (\text{II-15})$$

$$= c_e \Omega dt = c_e \frac{\omega_r}{P} dt$$

D'où les expressions du couple électromagnétique selon le choix des grandeurs utilisées :

$$\begin{aligned} c_e &= PM(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \\ &= P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd}i_{sq} - \varphi_{rq}i_{sd}) \\ &= P \frac{M}{L_s L_r - M^2} (\varphi_{rd}\varphi_{sq} - \varphi_{rq}\varphi_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{II-16})$$

Pour un référence fixe par rapport au stator :

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \\ \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

La vitesse angulaire est définit par :

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{sl}}{dt} \\ \omega_r = p\Omega \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega - c_r = P \frac{M}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II-19})$$

Ou :

$p$  : nombre de paires de pôles.

Pour une MAS triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques ( $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ) sont les variables de contrôle et si on considère les flux rotorique, les courants  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  et la vitesse  $\Omega$  comme variables d'état, alors le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivant :

$$\frac{dX}{dt} = A.X + Bu + B_u.v \quad (\text{II-20})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & K/T_r & \omega_r K \\ 0 & -\gamma & -\omega_r K & K/T_r \\ M/T_r & 0 & -1/T_r & -\omega_r \\ 0 & M/T_r & \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

$v$  : La perturbation (couple résistant)

$\sigma$ : Coefficient de dispersion total.

$T_r$ : Constante de temps rotorique.

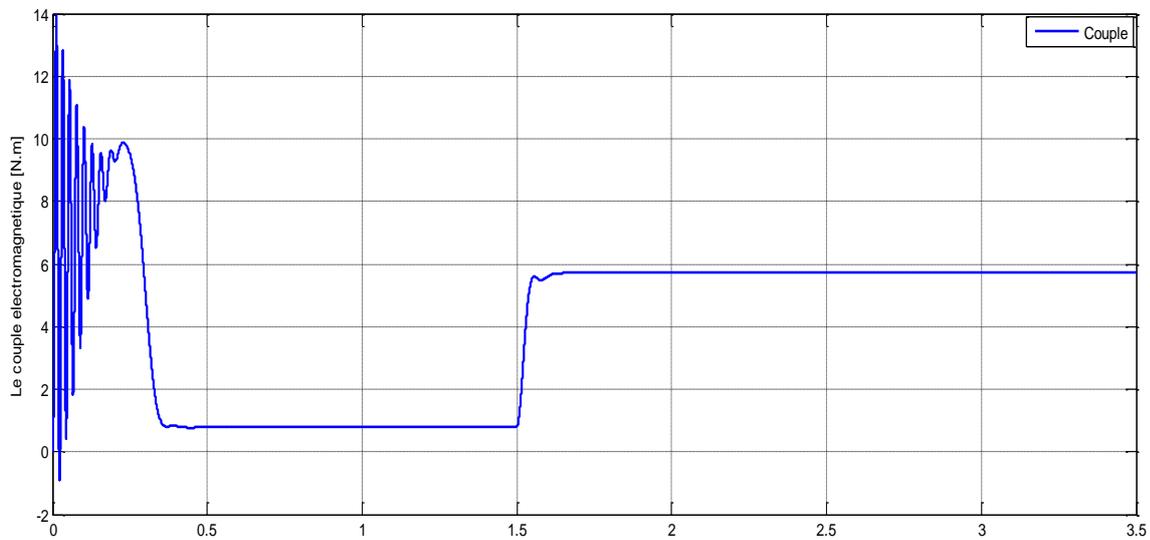
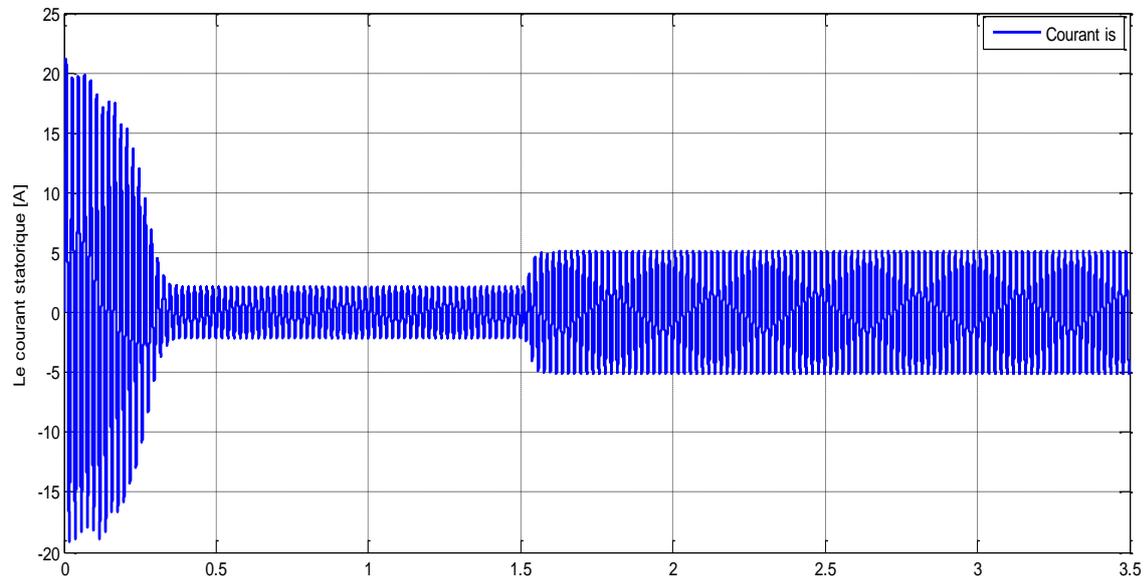
$A$  : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

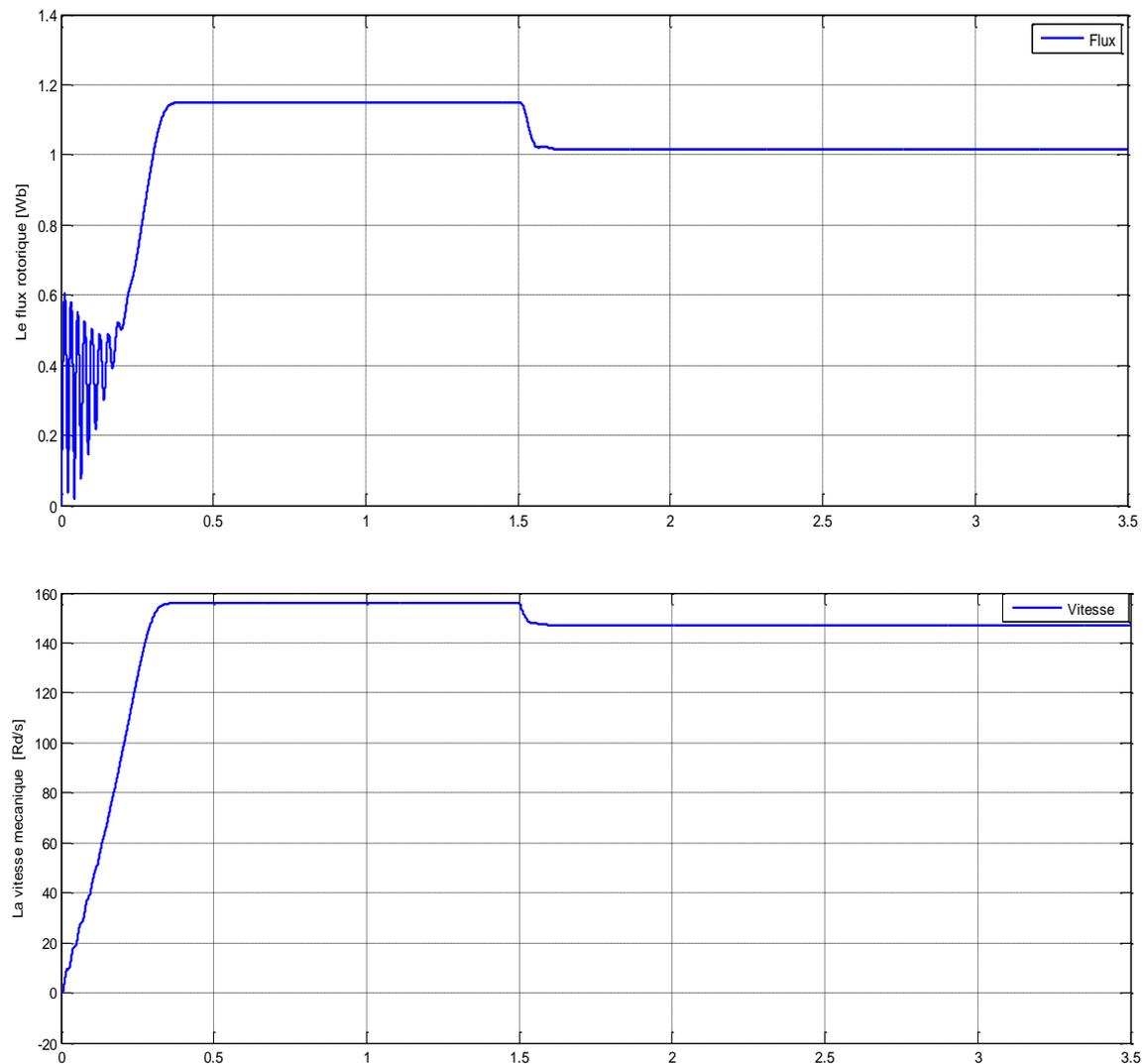
$B$  : Matrice d'entrée.

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega - c_r = P \frac{M}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II-22})$$

### II.4 Résultats de simulation





**Figure II.3: Comportement de la machine asynchrone triphasée ; démarrage à vide puis application d'une charge nominale de 5 Nm à  $t= 1.5$  s.**

Les courbes de la figure (II.3) représentent les résultats de simulation du model de la MAS dans le référentiel lié au stator pour un démarrage à vide puis en charge. La vitesse en régime permanent se stabilise à (150rad/s), au démarrage le couple est fortement pulsatoire, il atteint une valeur maximale de l'ordre de trois fois le couple nominal, d'où il y a un fort appel de courant au démarrage, en régime permanent le couple électromagnétique à vide ne s'annule pas est sa est due au couple de frottement non nul.

Ensuite à l'instant  $t=1.5$  s on charge le moteur avec un couple nominal vaut 5Nm, Ce qui entraîne un appel de courant, une diminution de la vitesse et une augmentation du couple électromagnétique qui tend vers le couple de charge. Egalement le flux rotorique subit une baisse, chose qui explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple.

**II.5. Conclusion**

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. Cette étape est nécessaire dans le cadre de ce travail car les mêmes tests réalisés ici seront faits par la suite dans le chapitre 3 en utilisant cette fois-ci un onduleur de tension au lieu d'une source d'alimentation parfaite, avec le modèle de machine asynchrone développé dans ce chapitre.

Ce chapitre nous a permis de mieux voir le comportement de la machine asynchrone dans différentes situations avant son utilisation dans un système de commande en boucle fermée ou avec une alimentation constituée d'onduleur.

# Chapitre III

### III.1. Introduction

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

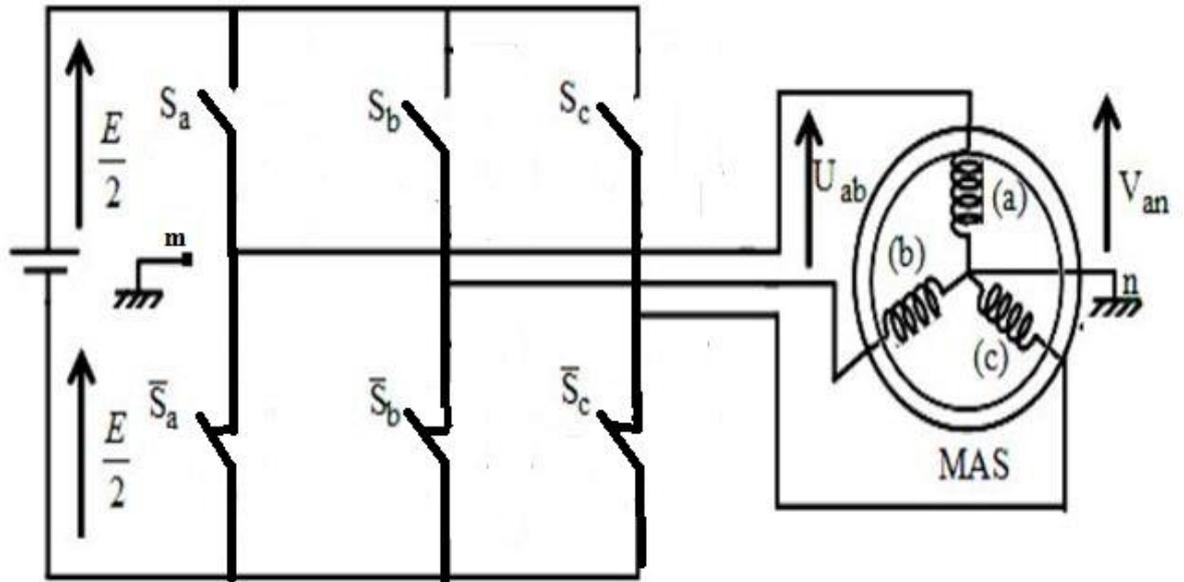
Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des perturbations sur le réseau.

Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple.

### III.2. Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée  $U_c$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur Figure (III.1) [38].

Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençement de 180° de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu. [36], [39].



**Figure III. 1: Association machine-convertisseur.**

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement. Il est particulièrement vrai que les [40]:

- Transistors MOSFET (transistor à effet champ), ces composants sont très rapides mais de puissances relativement faibles.
- Transistor bipolaire, moins rapides que les MOSFET mais d'avantage plus puissant (quelque KHz à une dizaine de KW).
- Transistors IGBT, sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 KHz à des dizaines de KW)
- Les thyristors GTO, commutent très lentement les grandes puissances.
- Les Thyristors, sont commandable à l'ouverture mais la fermeture dépend du circuit extérieur

La puissance [kW] comme étant la fonction de la fréquence [kHz] peut être schématisée comme suit :

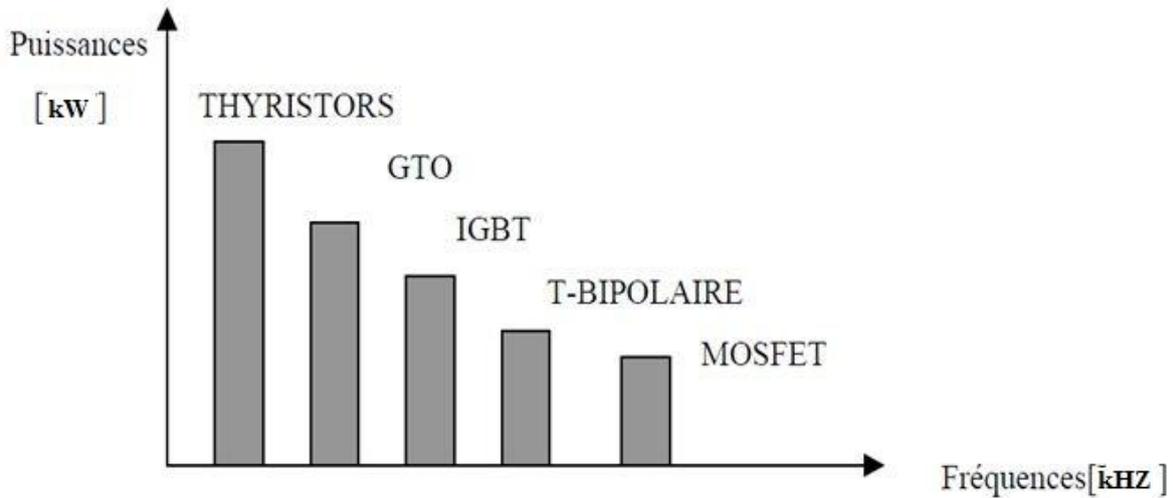


Figure III. 2: Représentation de puissance des composants en fonction de fréquence de commutation.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i (i = a, b, c)$  :

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

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

$$U_{ina,b,c} = S_i E - \frac{E}{2} \tag{III-1}$$

$E$  La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Les trois tensions composées  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" Figure.III.3: [41], [42]

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{oc} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{oa} \end{cases} \tag{III-2}$$

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

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \tag{III-3}$$

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III-4})$$

La substitution de (III-2) dans (III-1) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{III-5})$$

En remplaçant (III-3) et (III-4) dans (III-5) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul comme le montre la figure (III.3).

L'utilisation de l'expression (III-1), (III-2), (III-3), (III-6) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

**Avec :**  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  comme les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et si  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

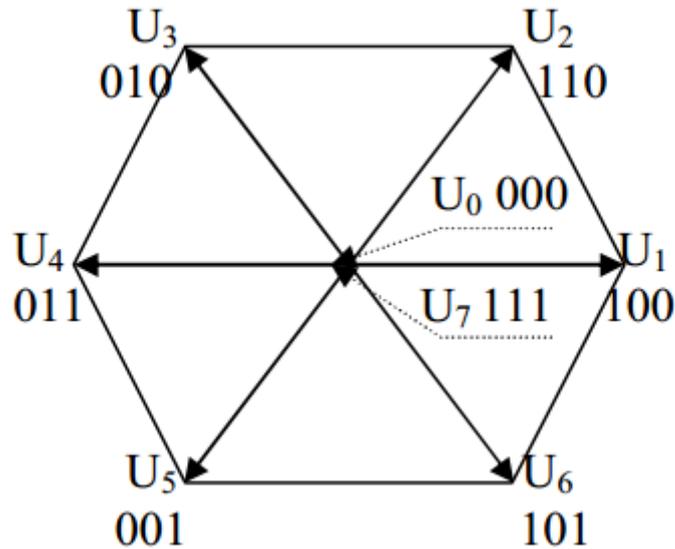


Figure III.3 : Vecteurs tension d'état de l'onduleur.

### III.3. Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) :

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension à haute fréquence de commutation). La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire (ou en dents de scie) et la modulante a pour but une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur. [38]

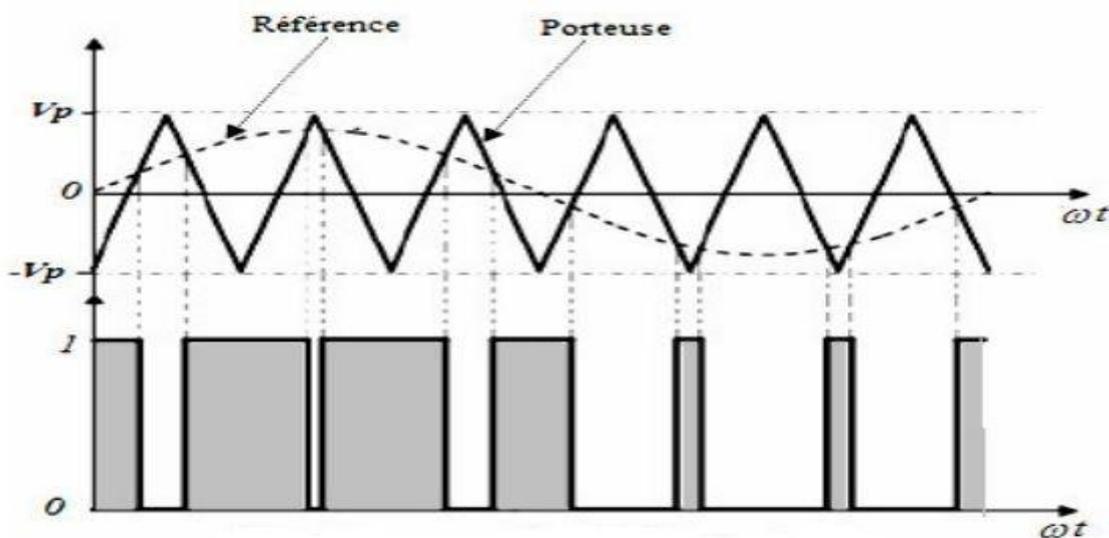


Figure III.4 : Principe de la technique MLI triangulo-sinusoïdale.

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont: la naturelle, la régulière, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirées), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis.

L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants. Cela permettra de réduire la pollution du réseau électrique en harmonique, avec minimisation des pertes dans le système par conséquent augmenter le rendement.

Donc, dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux, Figure.III.3:

- Le premier c'est le signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur, ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. c'est un signal de haute fréquence (HF) par rapport au signal de référence.

D'après [8], l'onde en impulsions est meilleure que l'onde rectangulaire si les fréquences:

$$f_{porteuse} > 40f_{référence}$$

Pour cela on va choisir deux valeurs pour  $f_{porteuse}$  2kHz c'est-à-dire  $40f_s$ .

On peut régler la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur l'indice d'amplitude  $V_{mod}$ :

$$V_{mod} = \frac{V_m}{V_p}$$

$V_p$  : Valeur de crête de la porteuse.

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

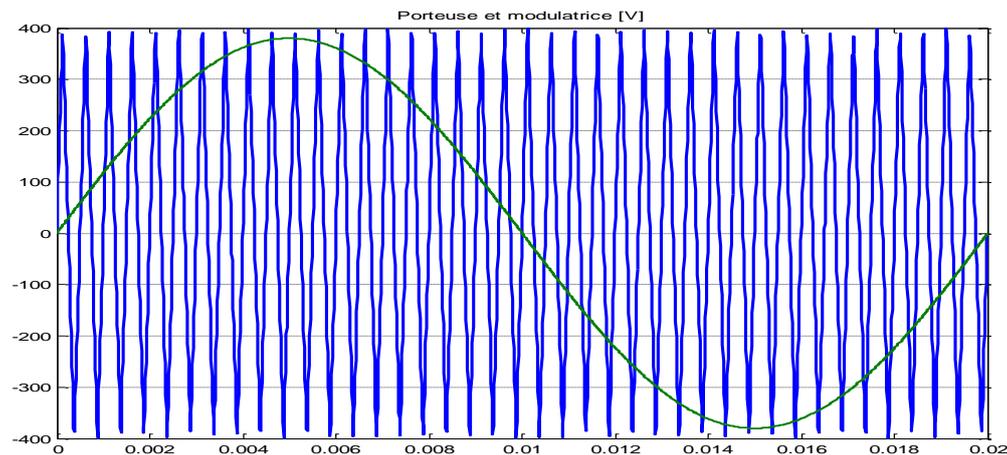
La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement :

$$V_{1max} = \frac{E}{2} V_{mod}$$

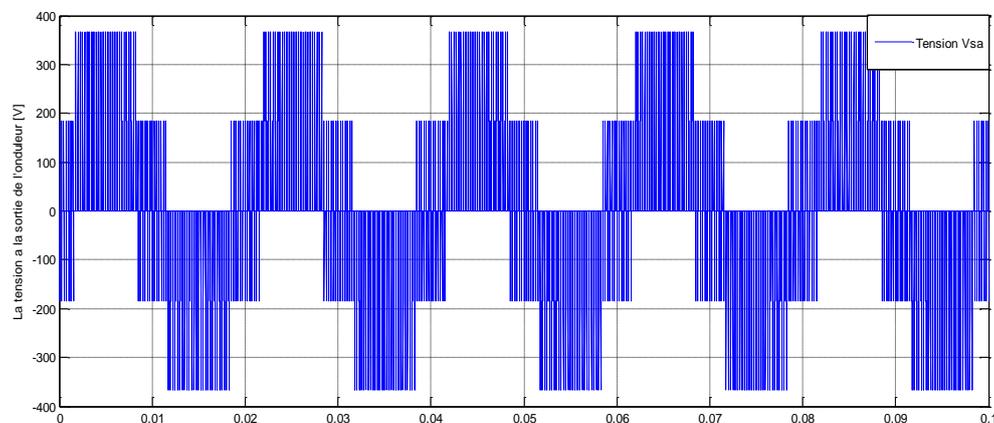
E : la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

### III.4. Résultats de simulation

Les résultats de simulation de l'association machine-onduleur sont représentés dans ce qui suit :



**Figure III. 5: Représentation de la porteuse et la modulante.**



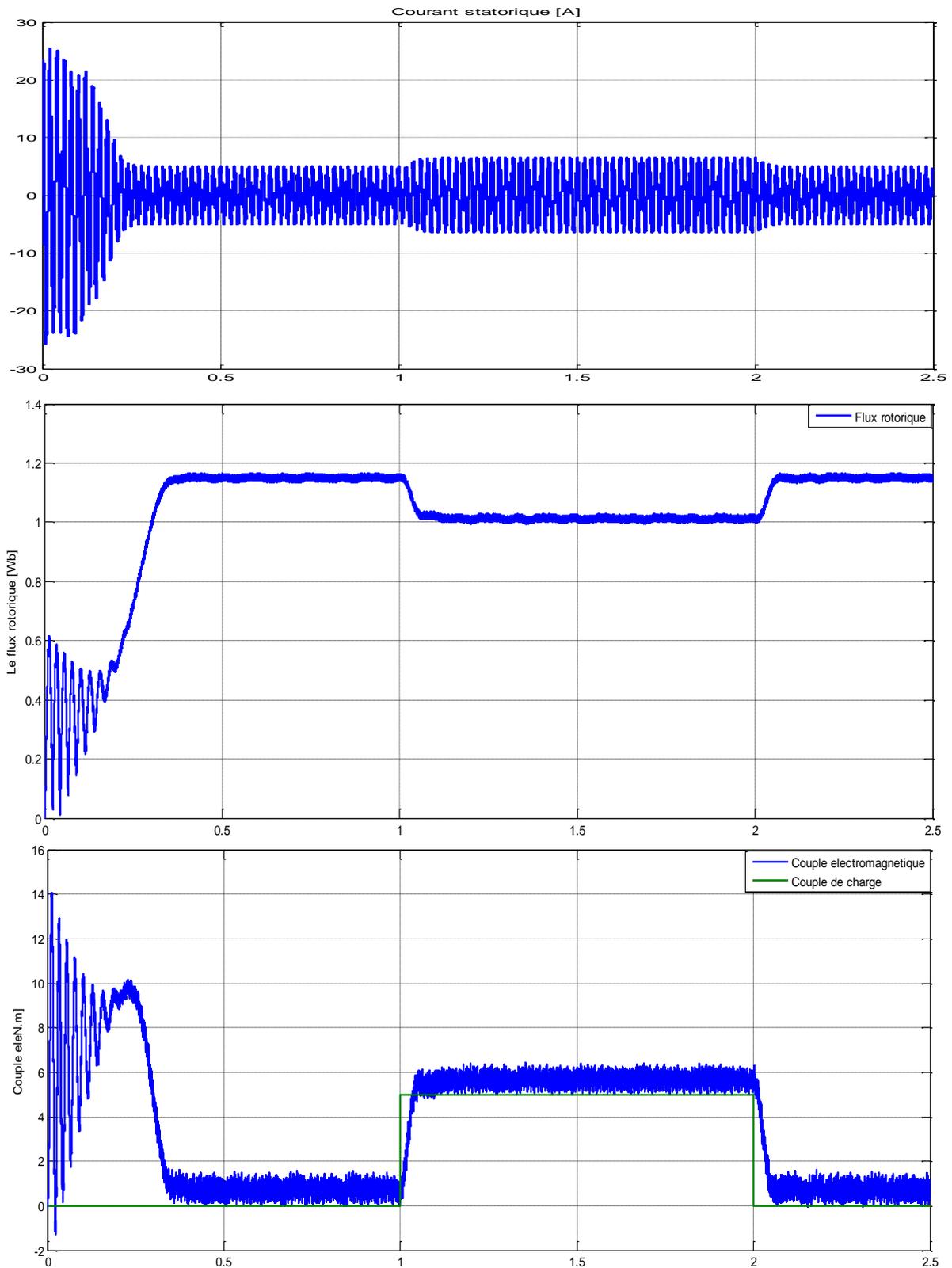
**Figure III. 6: Représentation de la Tension à la sortie de l'onduleur de la MAS.**

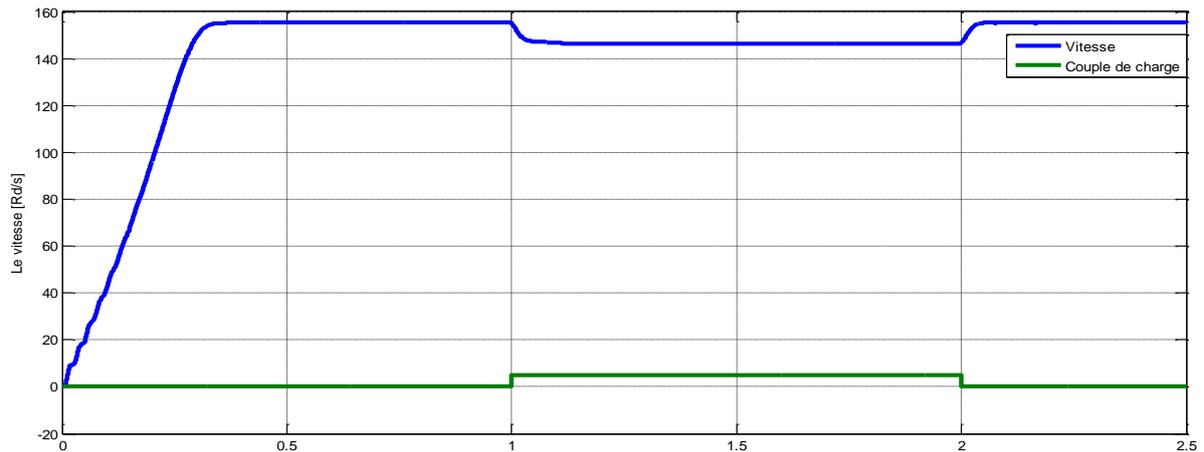
La Figure.III.5 représente l'intersection entre la référence et la porteuse, tandis que la fréquence est de 2 kHz, la figure III.6 symbolise la tension d'une phase à la sortie de l'onduleur de la MAS.

#### III.4.2 Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension (avec onduleur et application d'une charge)

Entraînement à vide et puis l'application d'un couple de charge, comme le montre la figure III.7 on a appliqué une charge à  $t=1s$  de 5 Nm et une fréquence de commutation de 2 kHz, cette dernière provoque une diminution en vitesse, en flux et une augmentation dans le

courant statorique, avec un couple qui tend vers sa valeur finale de 5N.m avec des ondulations à cause de la pollution harmonique.





**Figure III.7: Démarrage à vide puis en charge de la MAS avec l'association de l'onduleur de tension à MLI.**

### III.5. Conclusion

Dans ce troisième chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de convertisseur de fréquence (onduleur de tension commandé par une MLI naturelle). Ce dernier permettra de doter le moteur asynchrone avec une réponse rapide et des performances élevées. La MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions, à amplitudes et fréquences variables.

# Chapitre IV

### IV.1.Introduction

Dans les dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs dans différents domaines industriels et qui a attiré plusieurs chercheurs dans différents laboratoires, elle permet de linéariser le modèle des systèmes non linéaire. Elle est développée par Filless et Kupka en 1983 elle est présentée dans sa forme actuelle en temps continu dans Isidori en 1989 [25].

La linéarisation par retour d'état est basée sur des concepts théoriques de la géométrie différentielle telle que la dérivée de Lie, les crochets de Lie, le difféomorphisme...etc. Dans ce qui suit nous allons illustrer ces concepts pour les systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO), et les systèmes multi-entrées multi-sorties (MIMO).

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons quelques notions générales sur les systèmes linéaires et non linéaires avec une étude détaillée sur la théorie de la commande non linéaire par retour d'état, ensuite nous faisons l'application de cette technique sur la machine asynchrone

### IV.2.Commande par linéarisation entrée-sortie

Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande du moteur asynchrone par linéarisation entrée-sortie (E/S). Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [42, 43, 44], ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux, au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétrique. Cette technique de commande se base sur la commande vectorielle à flux orienté (FOC).

L'objectif de notre travail est un contrôle multi variable avec la vitesse et le flux comme sorties. Par conséquent, la commande par linéarisation entrée-sortie est détaillée pour ses sorties dans la suite de ce paragraphe. Le modèle d'état de la machine asynchrone, dans un référentiel fixe lié au stator  $(\alpha, \beta)$ , est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1 \mathbf{U}(t) + \mathbf{B}_u \cdot \mathbf{v} \quad (\text{IV.1})$$

Ou

$$\mathbf{X} = [\mathbf{i}_{s\alpha} \ \mathbf{i}_{s\beta} \ \boldsymbol{\varphi}_{r\alpha} \ \boldsymbol{\varphi}_{r\beta} \ \boldsymbol{\omega}]^T, \quad \mathbf{U} = [\mathbf{U}_{s\alpha} \ \mathbf{U}_{s\beta}]^T$$

Le vecteur d'état  $\mathbf{X}$  appartient à l'ensemble.

$\mathbf{U}$  EST le vecteur de commande.

$\boldsymbol{\omega}$  C'est la vitesse mécanique.

$$\Omega = \{ \mathbf{X} \in \mathfrak{R}^5: \boldsymbol{\varphi}_{r\alpha}^2 + \boldsymbol{\varphi}_{r\beta}^2 \neq \mathbf{0} \} \quad (\text{IV.2})$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\boldsymbol{\gamma}\mathbf{I}_{s\alpha} + \frac{\mathbf{K}}{\mathbf{T}_r} \boldsymbol{\varphi}_{r\alpha} + \mathbf{p}\Omega\mathbf{K}\boldsymbol{\varphi}_{r\beta} \\ -\boldsymbol{\gamma}\mathbf{I}_{s\beta} - \mathbf{p}\Omega\mathbf{K}\boldsymbol{\varphi}_{r\alpha} + \frac{\mathbf{K}}{\mathbf{T}_r} \boldsymbol{\varphi}_{r\beta} \\ \frac{\mathbf{M}}{\mathbf{T}_r} \mathbf{I}_{s\alpha} - \frac{1}{\mathbf{T}_r} \boldsymbol{\varphi}_{r\alpha} - \mathbf{p}\Omega\boldsymbol{\varphi}_{r\beta} \\ \frac{\mathbf{M}}{\mathbf{T}_r} \mathbf{I}_{s\beta} + \mathbf{p}\Omega\boldsymbol{\varphi}_{r\alpha} - \frac{1}{\mathbf{T}_r} \boldsymbol{\varphi}_{r\beta} \\ \frac{\mathbf{PM}}{\mathbf{JL}_r} (\boldsymbol{\varphi}_{r\alpha}\mathbf{I}_{s\beta} - \boldsymbol{\varphi}_{r\beta}\mathbf{I}_{s\alpha}) - \frac{1}{\mathbf{J}} (\mathbf{C}_r) \end{bmatrix} \quad \mathbf{g} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \\ \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma\mathbf{L}_s} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{\sigma\mathbf{L}_s} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.3})$$

Le système à contrôler, par une loi de commande par linéarisation, doit être de type carré. Par conséquent, on peut choisir la vitesse rotorique et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel. Elles sont exprimées sous forme vectorielle par :

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} \mathbf{y}_1 = \mathbf{h}_1(\mathbf{X}) = \boldsymbol{\omega} \\ \mathbf{y}_2 = \mathbf{h}_2(\mathbf{X}) = \boldsymbol{\varphi}_{r\alpha}^2 + \boldsymbol{\varphi}_{r\beta}^2 = \boldsymbol{\varphi}_r^2 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Les fonctions  $\mathbf{f}$ ,  $\mathbf{g}$  et  $\mathbf{h}$  sont analytiques.

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de la théorie de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie.

**IV.2.1 Définition 1: (Dérivée de Lie)**

La dérivée directionnelle de  $h(x)$  suivant le champ du vecteur  $f(x)$  est définie comme

$$\text{suit [46]} : \quad \mathbf{L}_f \mathbf{h}_j(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} \mathbf{f}_i(\mathbf{X}) \quad (\text{IV.5})$$

Par itération on a la relation suivante :

$$\mathbf{L}_f^i \mathbf{h}_j = \mathbf{L}_f(\mathbf{L}_f^{i-1} \mathbf{h}_j) \quad (\text{IV.6})$$

La dérivation des sorties  $\mathbf{y}_j$  du system par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{\mathbf{y}}_j = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_j + \sum_{i=1}^p (\mathbf{L}_{g_i} \mathbf{h}_j) \mathbf{u}_i \quad (\text{IV.7})$$

$p$ : nombre des sorties.

**IV.2.2. Définition 2: (Degré relatif)**

On appelle vecteur de degré relatif du système non linéaire affine en commande (IV.1), le vecteur  $(\mathbf{r}_1 \dots \mathbf{r}_p)$  vérifiant l'existence d'au moins une dérivée telle que :

$$\mathbf{L}_{g_i} \mathbf{L}_f^{\mathbf{r}_j - 1} \mathbf{h}_j(\mathbf{X}) \neq \mathbf{0} \quad (\text{IV.8})$$

L'élément  $\mathbf{r}_j$ , correspond à la première dérivée de  $\mathbf{y}_j$  faisant apparaître explicitement la commande  $\mathbf{u}$  dans l'expression :

$$\mathbf{y}_j^{(\mathbf{r}_j)} = \mathbf{L}_f^{\mathbf{r}_j} \mathbf{h}_j + \sum_{i=1}^p (\mathbf{L}_{g_i} \mathbf{L}_f^{\mathbf{r}_j - 1} \mathbf{h}_j) \mathbf{u}_i \quad (\text{IV.9})$$

En appliquant la procédure dans le cas du moteur asynchrone, il est facile de vérifier que les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes  $\dot{\mathbf{y}}_1$  et  $\dot{\mathbf{y}}_2$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1 \\ \dot{\mathbf{y}}_2 = \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2 \\ \ddot{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_1 + \mathbf{L}_{g_{11}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1 \mathbf{u}_{s\alpha} + \mathbf{L}_{g_{12}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_1 \mathbf{u}_{s\beta} \\ \ddot{\mathbf{y}}_2 = \mathbf{L}_f^2 \mathbf{h}_2 + \mathbf{L}_{g_{21}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2 \mathbf{u}_{s\alpha} + \mathbf{L}_{g_{22}} \mathbf{L}_f \mathbf{h}_2 \mathbf{u}_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{IV.10})$$

Le calcul des dérivées de Lie est détaillé dans l'annexe 1 et 2.

On obtient ainsi :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g11} L_f h_1 & L_{g12} L_f h_1 \\ L_{g11} L_f h_2 & L_{g12} L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

C'est-à-dire une expression de la forme

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{B}(\mathbf{X}) + \mathbf{A}(\mathbf{X})\mathbf{U} \quad (IV.12)$$

$\mathbf{A}(\mathbf{X})$  La matrice de découplage.

$$\det[\mathbf{A}(\mathbf{X})] = -\frac{2pL_m^2}{\sigma J_s^2 L_r T_r} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \quad (IV.13)$$

On peut vérifier que la matrice de découplage n'est pas singulière sauf au point de départ, ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux.

Le système possède un vecteur de degré relatif (4.14), alors le retour d'état défini par :

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \Rightarrow \dot{\varphi}_{rq} = 0 \\ \varphi_r = \varphi_{rd} \Rightarrow \dot{\varphi}_r = \dot{\varphi}_{rd} \end{cases} \quad (IV.14)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{X})(\mathbf{V} - \mathbf{B}(\mathbf{X})) \quad (IV.15)$$

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.16)$$

Le vecteur  $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_\alpha \ \mathbf{V}_\beta]^T$  représente une consigne externe du système linéarisé. Soit  $\mathbf{y}_r = [\omega_{ref} \ \varphi_{ref}^2]^T$  une trajectoire de référence,  $\mathbf{V}$  peut être calculé de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = -K_{a1}(\omega - \omega_{ref}) - K_{a2}(\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) + \ddot{\omega}_{ref} \\ v_{s\beta} = -K_{b1}(\varphi_r^2 - \varphi_{ref}^2) - K_{b2}(\dot{\varphi}_r^2 - \dot{\varphi}_{ref}^2) + \ddot{\varphi}_{ref}^2 \end{cases} \quad (IV.17)$$

Ce choix conduit à la dynamique

$$\begin{cases} \ddot{\mathbf{e}}_1 + K_{a2}\dot{\mathbf{e}}_1 + K_{a1}\mathbf{e}_1 = \mathbf{0} \\ \ddot{\mathbf{e}}_2 + K_{b2}\dot{\mathbf{e}}_2 + K_{b1}\mathbf{e}_2 = \mathbf{0} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Sur les erreurs de poursuite  $\mathbf{e}_1 = \omega - \omega_{ref}$  :  $\mathbf{e}_2 = \varphi_r^2 - \varphi_{ref}^2$ . Si les  $K_{ai}$  et  $K_{bi}$  sont respectivement les coefficients des polynômes de Hurwitz, la convergence des erreurs de poursuite est garantie. En conclusion, la stratégie de commande par linéarisation entrée/sortie

(figure IV.1) se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplées, suivie d'un placement de pôles. [28, 29]

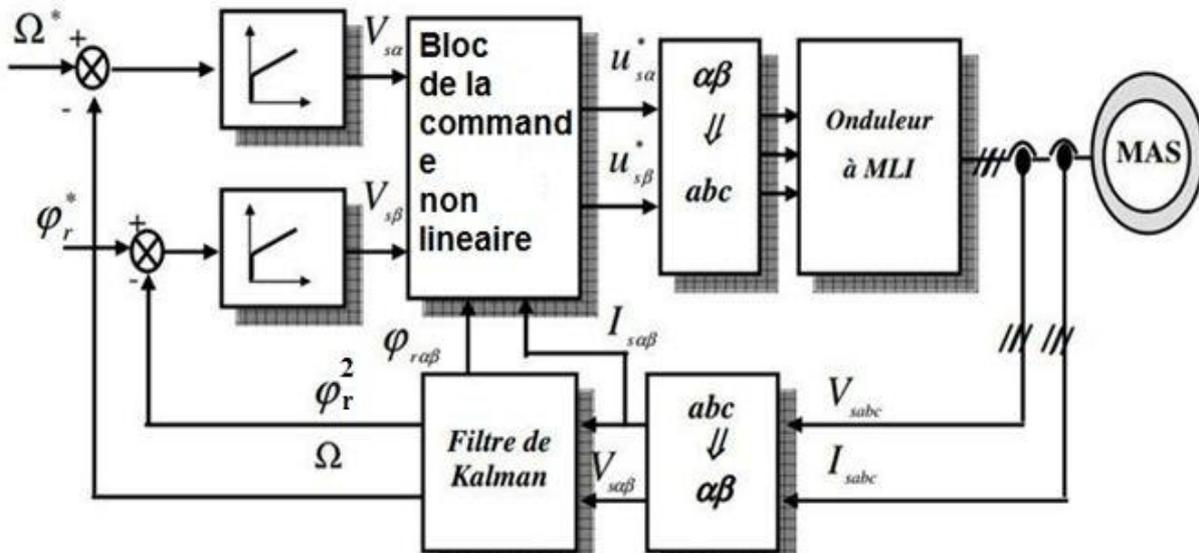


Fig. IV.1 : Schéma bloc de la commande par linéarisation E/S pour un moteur asynchrone

### IV.3. Résultats de Simulation et interprétations

#### IV.3.3.1 Résultats de simulation

Pour montrer la robustesse de la commande on représente quelque résultat

Appliquant une vitesse référence de 157 rd/s initialement à l'instant 0.5 s

On diminuera la vitesse à 130 rd/s

Sachant que l'erreur de vitesse est mesurée par la loi suivante  $E_v = \frac{\omega_{ref} - \omega}{\omega_{nom}}$



Figure IV. 2 : La vitesse mécanique et la vitesse référence

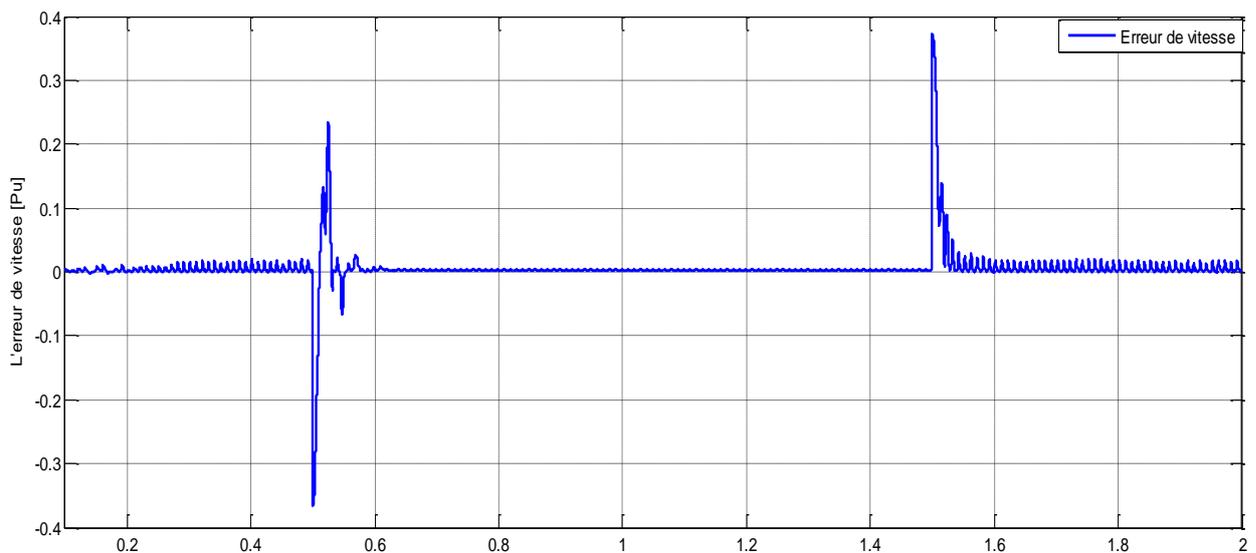


Figure IV. 3 : L'erreur de vitesse

### Discussion des résultats

A partir des résultats obtenus, la figure (IV.3) on remarque que la vitesse de rotation coïncide avec sa référence, à l'instant 0.5 s on remarque un pique de vitesse due au changement de la vitesse de référence et puis une stabilisation de la vitesse.

La figure (IV.3) montre une erreur de vitesse mesurée par rapport à la vitesse nominale. Donc le suivi de vitesse est assuré par la commande.

## IV.3.3.2 Essai avec variation du couple de charge

Appliquent initialement un couple de charge nul à l'instant 0.5 s on applique un couple de 5 N.m

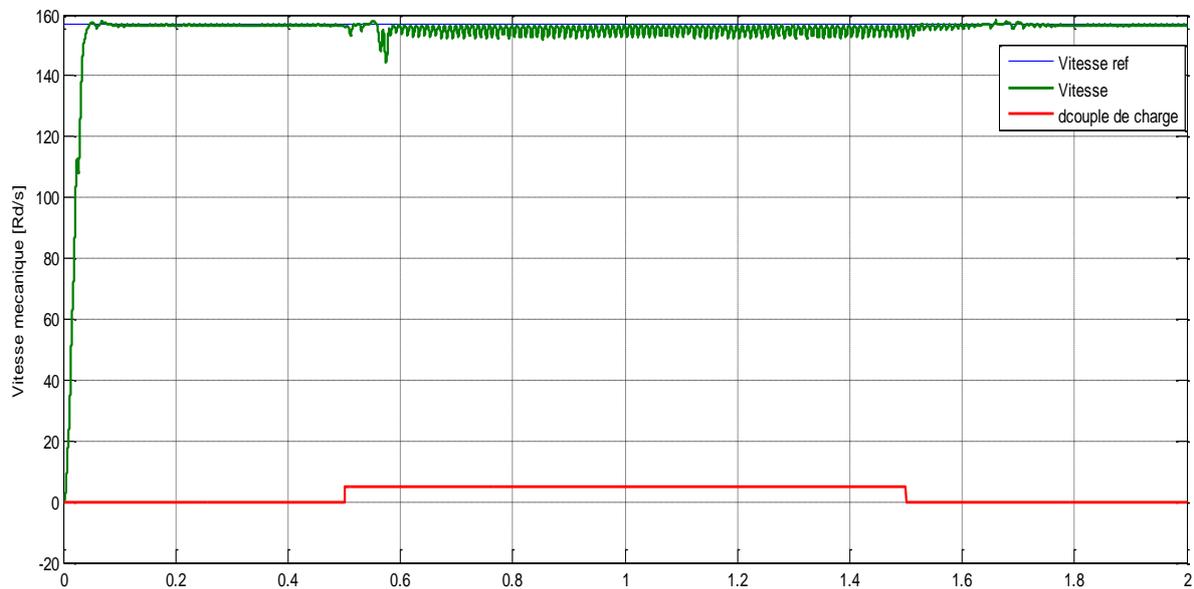


Figure IV.4 : La courbe de la vitesse mécanique avec variation du couple de charge

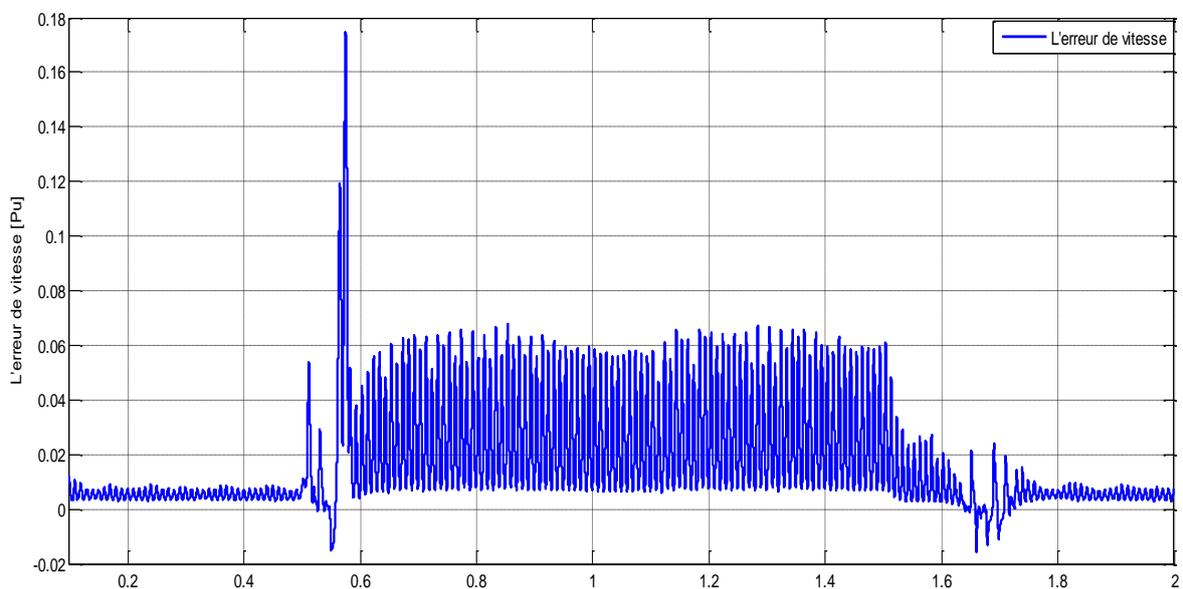


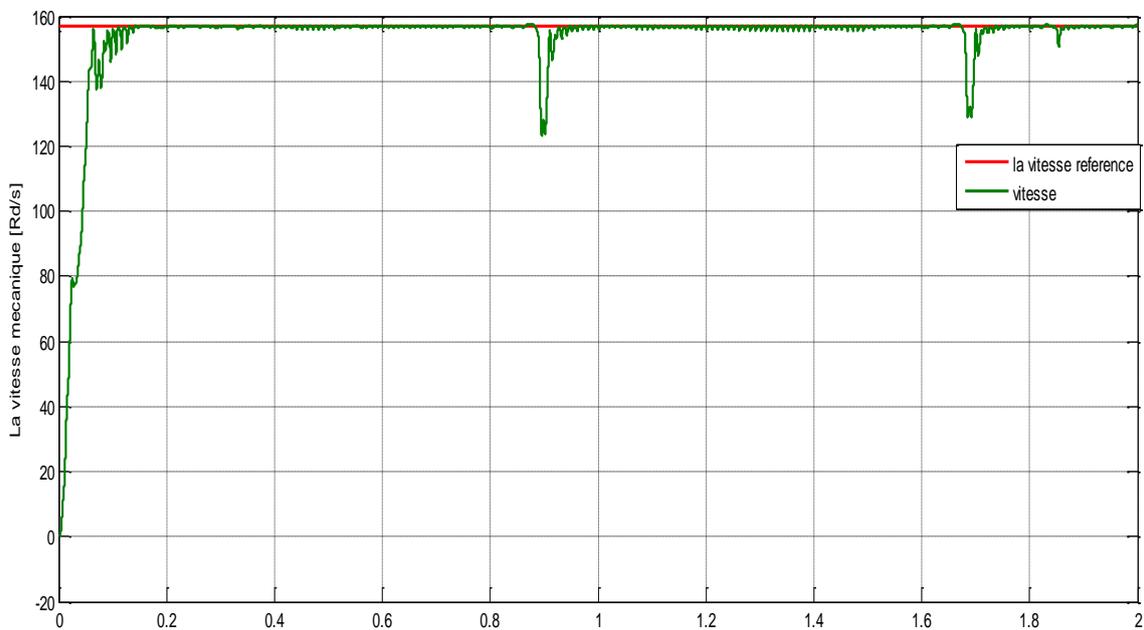
Figure IV.5: L'erreur de vitesse

### Discussion des résultats

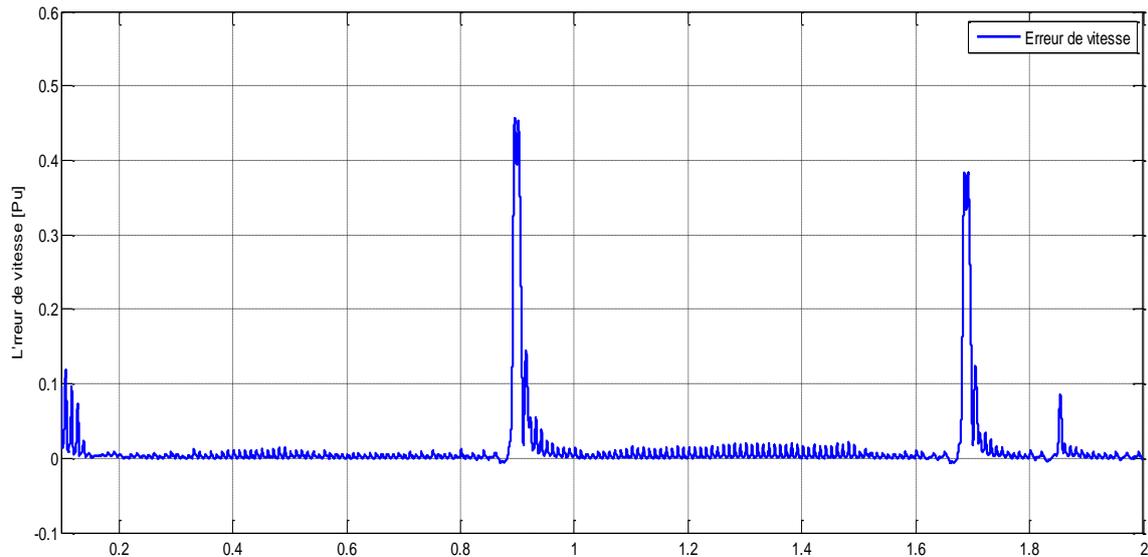
D'après la (figure VI.4) montre la diminution de la vitesse mécanique à cause du couple de charge qui atteint les 40 N.m, est ça se traduit bien par l'erreur important entre l'instant 0.5 s et 1.5 s après il stabilisera à l'instant 1.7 après l'annulation du couple de charge.

#### IV.3.3.3. Essai avec variation de la résistance rotorique

Afin de prouver la robustesse du système vis-à-vis les incertitudes paramétrique en change la valeur de la résistance rotorique à l'instant 0.85 s et à l'instant 1.65 avec des résistances de 15 ohm et 18 ohm respectivement.



**Figure IV. 6. Comportement de la vitesse mécanique durant la variation résistance rotorique**



**Figure IV.7 : L'erreur de vitesse mécanique**

### Discussion des résultats

D'après la figure IV.6, on remarque des pics de vitesse à l'instant 0.85s et 1.65s à cause du changement brusque de la résistance rotorique et puis elle se stabilise à la valeur de la vitesse de référence, ce qui prouve l'influence du changement des paramètres sur la stabilité du système et qui montre le rétablissement de la vitesse d'une façon à suivre la vitesse de référence après un certain temps de déstabilisation donc la commande répond bien contre les changements paramétriques de la résistance statorique et rotorique.

### IV.4. Conclusion

La commande non linéaire a montré l'avantage du suivi de la consigne de vitesse référence qui permet d'avoir des performances vraiment similaires à celles de la machine à courant continu, cependant l'inconvénient majeur dans ce type de commande est dû aux choix de paramètres des régulateurs car ces derniers sont effectués par l'utilisation de la méthode de placement des pôles qui est difficile à appliquer en plus elle est directement affectée par le couple de charge et des paramètres de la machine ce qui nécessite l'élaboration d'une version adaptative associée à la commande non linéaire, pour permettre la prise en compte des variations paramétriques notamment les résistances statorique et rotorique, afin d'assurer la stabilité.

# Conclusion générale

### Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude sur l'approche de la commande non linéaire de la machine asynchrone. Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre les variables de sortie du modèle de machine asynchrone, par conséquent le control de la vitesse sera plus simple. La représentation d'état du système commandé par cette technique se transmet vers une autre représentation d'état par bouclage.

- Dans le premier chapitre, on a présenté quelque technique de commande non linéaire utilisé dans le domaine de commande de la machine asynchrone.
- Le second chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone et le principe de la transformation de Park appliqué sur le modèle de la machine à asynchrone, où on a pu avoir un modèle représentant le modèle triphasée. Ce modèle est testé par simulation dont les différents résultats ont prouvé la justesse du modèle utilisé.
- Le troisième chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur de fréquence, qui est représenté par l'onduleur de tension, commandé par une MLI naturelle et puis association à la machine asynchrone avec plusieurs tests.
- Le quatrième chapitre présente les notions de la théorie de commande non linéaire, en terme de la linéarisation par bouclage et exploite certains concepts relatifs à la géométrie différentielle, généralement cette linéarisation est partielle, on parle souvent d'une dynamique interne qui peut être rendue inobservable par le bouclage découplant et linéarisant. Si le degré relatif du système est inférieur à l'ordre du système la linéarisation est partielle, s'ils sont égaux la linéarisation est totale, l'application de la commande non linéaire à la machine asynchrone, utilisant un modèle en tension.

Les résultats de simulation montrent, le suivie de la consigne par la vitesse de la machine asynchrone, le rejet de perturbation est assurée par cette technique de commande.

## Perspectives

---

Ce travail pourra être amélioré et avoir des perspectives en considérant:

- L'emploi du filtre de Kalman dans le cadre d'une commande vectorielle pour l'observation de flux et permettant l'observation de paramètres de la MAS.
  - L'élaboration d'une version adaptative associée à la commande non linéaire, pour permettre la prise en compte des variations paramétriques notamment les résistances statorique et rotorique, afin d'assurer de la stabilité.
  - Finalement la généralisation de la technique sur d'autres machines (machine asynchrone à double alimentation, machine synchrone...etc).
-

# Référence bibliographique

- [1] **F. Mehazzem** «contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique» these de doctorat université mentouri Constantine 2010.
- [2] **S. ZAIDI**, «commande non linéaire du moteur a induction», thèse magistère en électrotechnique, université de Batna, Algérie, 2008.
- [3] **I. BOULKAIBET** “ une étude en simulation de stratégies de commande non linéaire” mémoire magistère université mentouri Constantine 2007.
- [4] **P-E. VIDAL et M. PIETRZAK-David**, « flux sliding mode control of doubly fed induction machine », IEEE, pp: 1-10, 2005.
- [5] **L. ZADEH** (fuzzy logic systems: origin, concepts, and trends), computer science division, département of eecs, uc berkeley novembre 2004.
- [6] **J. Richalet, A. Rault, J. Testud, J. Papon.** model prédictive heuristic control: applications to industrial processes. automatica, 14, 413-428, 1978.
- [7] **S. BOUOUDEN** (robustification de la loi de commande adaptative par la zone morte) mémoire magistère université mentouri constantine, algerie2006.
- [8] **A.F. Phillipov** (différentiel equation with discontinuous right-hard side ,amer .math soc trans .62 :199-231,(1960).
- [9] **L. BOUALLOUCHE et N. AMATOUSSE**, commande d'un générateur photovoltaïque basé sur la technique du mode glissant modifiée, thème 2012 université Bejaïa.
- [10] **J.J.E Slotine and J.A. Coetsee**, « adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems»,int.j. Control, n°6, p.1631-1651, 1986.
- [11] **F. Kara** « étude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'un machine asynchrone ». Iceee'2004 Alegria, 2nd international conférence on electrical april/2004
- [12] **J.J.E. Slotine and W. Li**, „applied nonlinear control“, englewood cliffs, nj: prentice hall, 1991.
- [13] **O. El Alaoui Jamal**, application de la logique de floue, emsi - ingénieur en automatismes et informatique industrielle 2010.
- [14] **F. Lydoire** "génération de trajectoires pour la locomotion artificielle et commande a horizon fuyant avec l'arithmétique d'intervalles", thèse doctorat de l'université de montpellier ii, 2004.
- [15] **A. aissaoui , H. Abid 2, M. Abid1, A.tahour1** (commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée).

- [16] **L. Zadeh ,B. Whalen.** “on optimal control and linear programming”. ire trans. aut. Control, vol. 7, no. 4, pp. 45–46, 1962.
- [17] **A. Chemori & N. Marchand.** “a prediction based controller for stabilization of a non-minimum phase pvtol aircraft”. proceedings of the first ifac workshop on nonlinear model predictive control for fastsystems nmpc-fs’06, pp. 65–70, 2006.
- [18] **D. Dumur.** Revue de la recherche, suplec, ecole supérieur d’électricité 2006-2007.
- [19] **P. Dufour, E. Courtial, Y. Toure , p. laurent,** « trajectory tracking strategy for a nonlinear distributed parameter process », ecc’01, porto, portugal, 2001.
- [20] **J. Rrichalet.** «Commande prédictive», technique de l’ingenieur doc 7423.
- [21] **I.D. Landau. et L. Dugard.** "Commande adaptative aspects pratiques et théoriques", editions masson, parie, 1996.
- [22] **P.V. Osburn, et H.P. Whitaker and a. kezer,** "new developments in the design of adaptive control systems", in: institute of aeronautical sciences, pp. 61-39. 1961.
- [23] **P. Boucher, D. Dumur,** "la commande prédictive", edition technique, paris, 2000.
- [24] **Schauder Colin,** "adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotation a transducers without rotational transducers ", conf. rec. ieee ias annu, meeting, pp. 493-499, 1989.
- [25] **S. Meziane** (commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone thèse doctorat), université mentouri, costantine, 2009.
- [26] **G. Ramond,** "contribution à la commande prédictive généralisée adaptative directe et application", université paris xi u.f.r. scientifique d’orsay, thèse doctorat sept 2001.
- [27] **M.M Ismail et A.F. Hossem et A. Bahgat,** adaptive input-output of induction motors with magnetic saturation, proceedings of the 29th ieee conference of industrial electronics society, iecon03, vol. 1, pp. 168-173, 2003.
- [28] **R. Marino et S. Peresada et P. Valigi,** adaptive input-output linearizing control of induction motors, ieee transactions on automatic control, vol.38, no. 2, pp. 208- 221, 1993.
- [29] **M. Riccardo et S. Peresada et Paolo Valigi;** "adaptive partial feedback linearization of induction motors", 1990.proceedings of the 29th ieee conference on vol. 6, issue, 5-7, pp.3313 – 3318, dec 1990.
- [30] **S. Meziane et R. Toufouti. et H. Benalla. H.** "Applied input-output linearizing control for high performance induction motor", jatit, journal of theoretical and applied information technology, vol. 4, number1, pp. 7-15, january, 2008.

- [31] **M. Lamine Traoré.** (2004)''modelisation et simulation d'une machine asynchrone a cage à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, msas\_pp038\_45.
- [32] **G. Pinson** (2001)''C34-Machine Asynchrone (MAS)''physique appliqué.
- [33] J. Caron et J. Hautier (1995)''Modélisation et commande de la machine asynchrone'', Edition technip.
- [34] **J. Lesenne et F. Notlet et G. Segulier.** (1981)''Introduction a l'électrotechnique approfondie'', Edition technique et documentation.
- [35] **G. Grellet.** (1999)''Actionneurs Electriques : principes /modèles/commande'', Edition Eyrolles.
- [36] **S. Mendaci** différentes stratégies du contrôle direct du couple d'un moteur a induction associées à un observateur de flux par modes de glissement'',thèse de magister, université de batna. (2003).
- [37] **F. Zidani** (1996)'' étude comparative par simulation numérique d'un pilotage vectorielle et scalaire d'une machine à induction alimenté par un onduleur a MLI'', thèse de magister en électricité industrielle, université de Batna.
- [38] **G. Grell et Clerc.** (1999) ''Actionneurs Electriques: Principes/Mdèles/Commande'', Edition Eyrolles.
- [39] **R. Chauprade. et F. Milsant.** (1980) ''Commande électronique des moteurs à courant alternatifs'', Edition Eyrolles, Paris, 1980.
- [40] **S. Khelfa.** (2001) ''Commande vectorielle d'une machine à induction, impacts de la saturation de la machine et la modulation du convertisseur'', Thèse de magister, Université de Btana.
- [41] **R. Saifi.** (2002) ''Commande de la machine asynchrone sans capteur'', thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Btana.
- [42] **M. Bodson et J. Chiasson et R. Novotnak.** High performance induction motor via Input-output linearization, IEEE Control Systems, pp. 25-33,1994.
- [43] **T.K Boukas et T.G. Habetler,** High-performance induction motor speed control exact feedback linearization with state and state derivative feedback, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.4, pp. 1022-1028, 2004.
- [44] **J. Chiasson** Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 10, pp 1588-1594, 1993.

- [45] **J. Chiasson** A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 43, no. 3, pp.391-397,1998.
- [46] **J. Chiasson** Nonlinear Controllers for an Induction Motor, Control Engineering Practice, vol. 4, no.7, pp 977-990, 1996.

# Annexe

## ANNEXE 1

### 1. Calcul des dérivées de Lie pour les sorties vitesse rotorique et norme du flux rotorique.

$$h_1 = \omega$$

$$L_{\tau} h_1 = \frac{pL_m}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L$$

$$L_{\tau}^2 h_1 = \frac{pL_m}{JL_r} \left( \gamma + \frac{1}{T_r} + \frac{f_r}{J} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - \frac{p^2 L_m K}{JL_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \frac{p^2 L_m}{JL_r} \omega (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{f_r^2}{J^2} \omega + \frac{f_r}{J^2} T_L$$

$$L_{g_{11}} L_{\tau} h_1 = -\frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta}; L_{g_{12}} L_{\tau} h_1 = \frac{pL_m}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha}$$

$$L_{g_{21}} h_1 = -\frac{1}{J}; L_{g_{22}} L_{\tau} h_1 = \frac{f_r^2}{J^2}$$

$$h_2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$$

$$L_{\tau} h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)$$

$$L_{\tau}^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left( \gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) + \frac{4 + 2L_m K}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2)$$

$$L_{g_{11}} L_{\tau} h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha}; L_{g_{12}} L_{\tau} h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta}$$

$$\hat{h}_{11} = \frac{pL_m}{JL_r} (\hat{\phi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\alpha})$$

$$L_{\tau} \hat{h}_{11} = \frac{pL_m}{JL_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} + k_1 \right) (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) - p\omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) - pK\omega (\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) - k_1 (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) \right. \\ \left. + \frac{k_2}{T_r} (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}) - pk_2 \omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + pk_2 \omega (\hat{i}_{s\alpha}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \hat{\phi}_{r\beta} f_{ia} + \hat{\phi}_{r\alpha} f_{ib} \right]$$

$$\hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} (\hat{\phi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\beta})$$

$$L_{\tau} \hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} \left[ \left( \frac{L_m}{T_r} - \frac{k_2}{T_r} \right) (\hat{i}_{s\alpha}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \left( \gamma + \frac{1}{T_r} + k_1 \right) (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) - p\omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \frac{k_2}{T_r} (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) \right. \\ \left. + pK\omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}) + \frac{K}{T_r} (\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) + k_1 (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \hat{\phi}_{r\alpha} f_{ia} + \hat{\phi}_{r\beta} f_{ib} \right]$$

2. Calcul des dérivées de Lie pour les sorties couple électromagnétique et norme du flux rotorique.

$$h_1 = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

$$L_{\tau} h_1 = \frac{pL_m}{L_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) (i_{s\alpha} \phi_{r\beta} - i_{s\beta} \phi_{r\alpha}) - p\omega (i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} + i_{s\beta} \phi_{r\beta}) - pK\omega (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right]$$

$$L_{g_1} h_1 = -\frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta}; \quad L_{g_2} h_1 = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha}$$

$$h_2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$$

$$L_{\tau} h_2 = \frac{2L_m}{T_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)$$

$$L_{\tau}^2 h_2 = -\frac{2L_m}{T_r} \left( \gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL_m}{T_r} \omega (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) + \frac{4 + 2L_m K}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L_m^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2)$$

$$L_{g_1} L_{\tau} h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\alpha}; \quad L_{g_2} L_{\tau} h_2 = \frac{2L_m}{\sigma L_s T_r} \phi_{r\beta}$$

$$\hat{h}_1 = \frac{pL_m}{L_r} (\hat{\phi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\alpha})$$

$$\begin{aligned} L_{\tau} \hat{h}_1 = & \frac{pL_m}{L_r} \left[ \left( \gamma + \frac{1}{T_r} + k_1 \right) (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) - p\omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) - pK\omega (\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) - k_1 (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) \right. \\ & \left. + \frac{k_2}{T_r} (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}) - pk_2 \omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) + pk_2 \omega (\hat{i}_{s\alpha}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \hat{\phi}_{r\beta} f_{ia} + \hat{\phi}_{r\alpha} f_{ib} \right] \end{aligned}$$

$$\hat{h}_{21} = \frac{2L_m}{T_r} (\hat{\phi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\beta})$$

$$\begin{aligned} L_{\tau} \hat{h}_{21} = & \frac{2L_m}{T_r} \left[ \left( \frac{L_m}{T_r} - \frac{k_2}{T_r} \right) (\hat{i}_{s\alpha}^2 + \hat{i}_{s\beta}^2) - \left( \gamma + \frac{1}{T_r} + k_1 \right) (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) - p\omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \frac{k_2}{T_r} (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}) \right. \\ & \left. + pK\omega (\hat{i}_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha}) + \frac{K}{T_r} (\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2) + k_1 (\hat{i}_{s\alpha} \hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{i}_{s\beta} \hat{\phi}_{r\beta}) + \hat{\phi}_{r\alpha} f_{ia} + \hat{\phi}_{r\beta} f_{ib} \right] \end{aligned}$$

# ANNEXE 3

## Spécification et paramètre de la machine asynchrone

$\omega_{nom} = 73.3 \text{ rad/s}$	$\varphi_{ra\beta} = 1.14 \text{ Wb}$	$T_{nom} = 5 \text{ N.m}$
$R_s = 8 \Omega$	$R_r = 3.6 \Omega$	$F = 50 \text{ HZ}$
$L_s = 0.47 \text{ H}$	$L_r = 0.47 \text{ H}$	$M = 0.44 \text{ H}$
$p = 4$	$f = 0.05 \text{ Nms}$	$J = 0.06 \text{ kgm}$
$N_s = 1500 \text{ tr/min}$	$220/380 \text{ V}$	$1.1 \text{ KW}$

$$J \frac{d\omega}{dt} = (C_e - C_r - f\Omega)$$