

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique  
Département d'Electrotechnique



# Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de master  
en Electrotechnique

Option : Machines électriques

## Thème

COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE

**Proposé et dirigé par :**

M<sup>elle</sup>: S. BELBAZ

M<sup>me</sup> F. BELAZOUI

**Etudié par :**

M<sup>elle</sup>: NAIMI FATIHA

M<sup>elle</sup>: MOULOUDI NACERA

Promotion: 2011/2012

## *Remerciements*

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

*Nous remercions très vivement notre promotrice Mademoiselle "BELBAZ SAMI A" qui nous a soutenues durant notre travail et qui n'a jamais manqué de nous orienter et de nous conseiller ? Qu'elle trouve ici l'expression de notre respect et de notre profonde reconnaissance, nos remerciements s'adressent également à notre co-promotrice Madame "F.Bel azoui" de l'Université de Batna.*

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

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

## Dédica ces

humbl e travail est dédié :

A mon père et ma mère que j'aime énormément.

A mes grands parents.

A mes très chères sœurs : Warda et Samira.

A mes frères : A mine, Farid, Smail et Y ounes qui ont toujours été derrière moi comme un soutien permanent.

A ma très chère tante H A N A N E .

A toute l a famil l e Benameur et l a famil l e Naimi.

A tous mes amis(es) et particul ièrement mon binôme "N a cera Moul oudji" et sa famil l e.

A mina

## Dédicaces

Mes remerciements avant tout à dieu tout puissant pour la volonté, la santé, la foi et la force qu'il m'a données durant toutes ces années d'études. Merci pour votre soutien et pour tout ce que vous m'avez transmis.

A mes très chers parents :

A la mémoire de mon très cher père ; source de ma vie et de ma volonté, pour tout ce qu'il a fait pour moi et mes frères et sœurs, que dieu l'accueille en son vaste paradis AMINE.

A ma très chère mère ; la lumière de ma vie, pour le précieux soutien qu'elle a su m'apporter pendant les moments difficiles, elle a toujours été présente dans mes moments de doute. Que dieu la protège pour nous toujours.

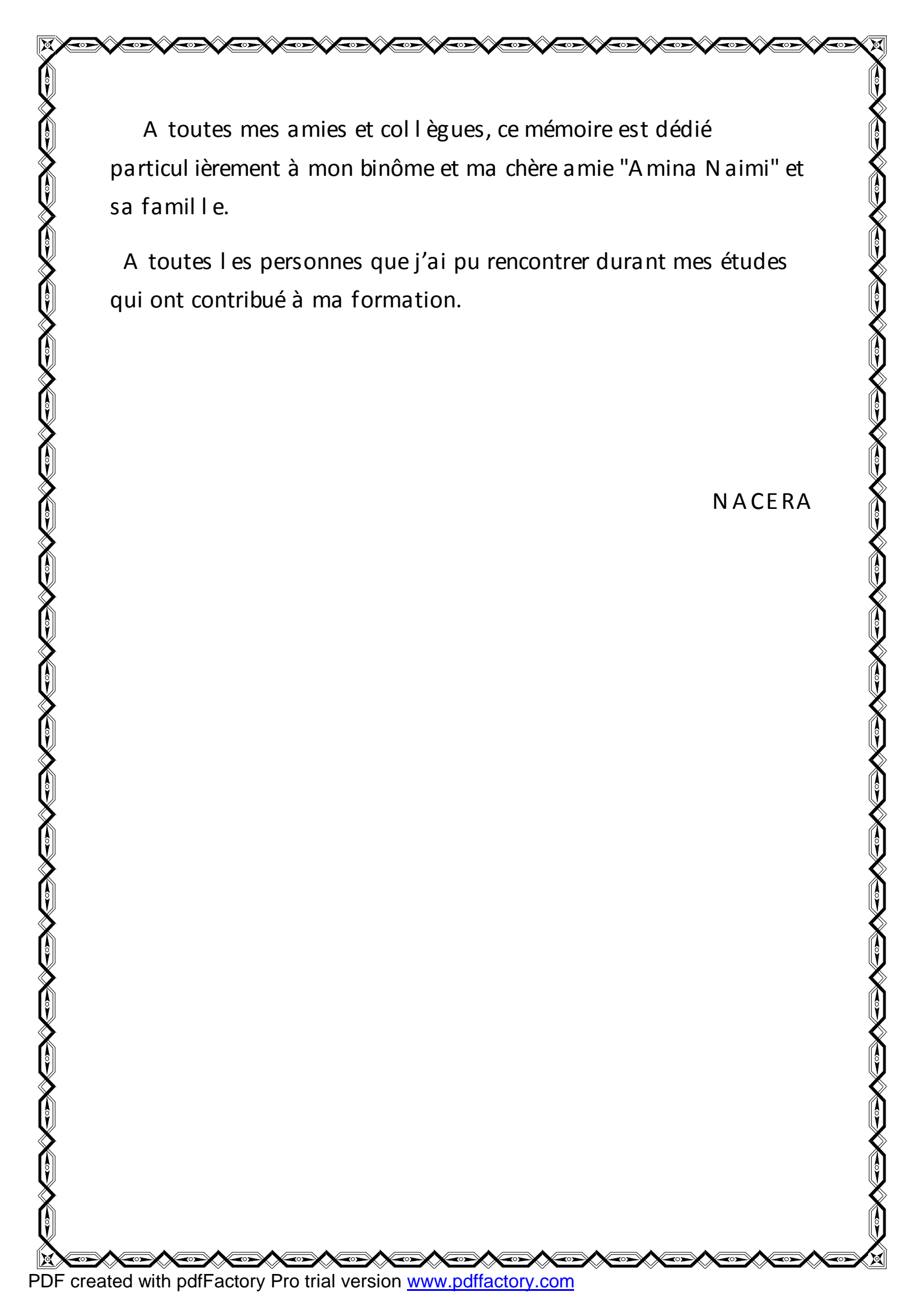
A mes très chers frères : Hamid et Nacer.

A mes très chères sœurs : Djamil a, Farida, Djajiga et Nouara.

Les petits anges : Nour El Houda, Abd El Hadi et Iman.

A ma très chère grand-mère que dieu la protège de tout mal .

A toute ma famille " M OULOUDI ", mes oncles, tantes, cousins, cousines et leurs enfants.



A toutes mes amies et collègues, ce mémoire est dédié particulièrement à mon binôme et ma chère amie "Amina Naimi" et sa famille.

A toutes les personnes que j'ai pu rencontrer durant mes études qui ont contribué à ma formation.

NACERA

# LISTE DES SYMBOLES

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Les tensions statoriques
$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Les tensions rotoriques
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Les courants statoriques
$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$	Les courants rotoriques
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$	Les flux statoriques
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$	Les flux rotoriques
$\omega_s$	Pulsation statorique
$\omega_r$	Pulsation rotorique
$P$	Nombre de paire de pôles
$g$	Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique
$R_s, l_s$	Résistance et inductance propre d'une phase statorique
$R_r, l_r$	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique
$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques

$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques
$M_s$	Inductance mutuelle entre phases statoriques
$M_r$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
$M_{sr}$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor
$J$	Moment d'inertie des masses tournantes
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
$\Omega$	Vitesse rotorique
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux
$S_a, S_b, S_c$	Les trois enroulements du stator
$R_a, R_b, R_c$	Les trois enroulements du rotor
$s, r$	Indice du stator et du rotor, respectivement
$\theta$	Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique
$\theta_s, \theta_r$	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator, rotor
$[P(\theta_{coord})]$	Matrice de transformation de Park
$(u, v)$	Axes biphasés
$(d, q)$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$(\alpha, \beta)$	Axes correspondants au référentiel lié au stator

$(x, y)$	Axes correspondants au référentiel lié au rotor
$T_s, T_r$	Constante de temps statorique, rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite totale
$V_s$	Valeur efficace de tension
$\omega_s$	Pulsation d'alimentation
<i>ref</i>	Référence
$S$	Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$
$K_p$	Facteur de proportionnalité
$K_1$	Facteur intégral

# Sommaire

<b>Introduction générale</b>	01
1. Objectif	02
2. Plan est structure de mémoire	02
<b>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</b>	03
I.1 Introduction	03
I.2 Généralités	04
I.2.1 Présentation de la machine asynchrone	04
I.2.2 Description de la machine asynchrone	05
I.2.2.1 Constitution	06
I.2.2.2 Fonctionnement	08
I.2.2.3 Glissement	09
I.2.3 Avantages et inconvénients des machines asynchrones	09
I.2.4 Quelques domaines d'utilisation des machines asynchrones	10
I.2.5 Hypothèses de travail	10
I.3 Modélisation triphasée	11
I.3.1 Equations électriques	12
I.3.2 Equations magnétiques	14
I.3.3 Equation mécanique	15
I.4 Transformation de Park	16
I.5 Modèle du moteur dans le système biphasé	18
I.5.1 Equations électriques	19
I.5.2 Equations magnétiques	19
I.6 Choix de référentiel	20
I.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ )	20
I.6.2 Référentiel lié au rotor ( $x, y$ )	21
I.6.3 Référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ )	22
I.7 Equation du couple électromagnétique	23

I.8	Mise en équation d'état de modèle de la machine asynchrone	25
I.9	Simulation du modèle de la machine asynchrone	26
I.9.1	Outils de simulation MATLAB/SIMULINK	26
1.9.1.1	Matlab	26
1.9.1.2	Simulink	27
I.9.2	Résultat de simulation	29
I.9.3	Interprétation des résultats de simulation	31
I.10	Conclusion	32
	<b>Chapitre II : La commande non linéaire</b>	<b>33</b>
II.1	Introduction	33
II.2	Généralité sur les systèmes linéaires et non linéaires	34
II.2.1	Systèmes linéaires	34
II.2.2	Systèmes non linéaires	35
II.2.3	Systèmes asservis	35
II.2.3.1	Système de commande en boucle ouverte	35
II.2.3.2	Système de commande en boucle fermée	35
II.3	Différents types de correcteurs	36
II.3.1	Correcteur proportionnel-intégral (PI)	36
II.3.2	Correcteur proportionnel-dérivée I (PD)	37
II.3.3	Correcteur proportionnel-intégral et dérivée (PID)	37
II.4	Caractéristiques des contrôleurs	38
II.4.1	Stabilité	38
II.4.2	Précision	38
II.4.3	Rapidité	38
II.5	Théorie de linéarisation	38
II.5.1	Outils mathématiques	39
II.5.1.1	Gradient	39
II.5.1.2	Dérivée de Lie	39
II.5.2	Degré relatif	40
II.6	Linéarisation entrée /sortie	42
II.7	Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées –sorties	42

II.7.1 Conception du nouveau vecteur de commande	46
II.8 Dynamique des systèmes linéaires	46
II.9 Dynamique zéro	47
II.10 Application de la commande non linéaire à la machine asynchrone	47
II.10.1 Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension	47
II.10.2 Sorties régulées et critère de la commande	48
II.10.3 Commande par linéarisation entrée/sortie du flux et de la vitesse	48
II.10.3.1 Degré relatif	49
a) Degré relatif de flux	49
b) Degré relatif de vitesse	49
II.10.3.2 Linéarisation du système	50
II.10.4 Synthèse des régulateurs	51
II.10.5 Simulation	52
II.10.6 Schéma de simulation	52
II.10.7 Résultats de simulation	53
II.10.8 Conclusion	56
<b>Chapitre III : Robustesse de la commande non linéaire</b>	<b>57</b>
III.1 Introduction	57
III.2 Variation de la vitesse	57
III.2.1 Résultats de simulation	58
III.2.2 Interprétation des résultats	59
III.2.3 Conclusion	60
III.3 Variation de la résistance rotorique	60
III.3.1 Résultats de simulation	60
III.3.2 Interprétation des résultats	62
III.3.3 Conclusion	63
III.4 L'application et la suppression du couple résistant	63

III.4.1 Résultats de simulation	63
III.4.2 Interprétation des résultats	65
III.4.3 Conclusion	66
III.5 Conclusion	66
<b>Conclusion générale</b>	67
Perspectives	68

# Introduction générale

*Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (mW au MW) et les applications sont très diverses électroménager, robotique, traction, etc.). Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément important dans les différents cycles de formation. L'étude de la commande des machines électriques est une discipline transversale, nécessitant des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. [1]*

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

*La machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis longtemps, elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple notamment pour la machine asynchrone à cage. Son utilisation dans le processus industriel était limitée dans les applications qui ne demandent pas des hautes performances dynamiques comme par exemple l'entraînement des pompes, des ventilateurs ou des compresseurs. La variation de la*

vitesse rotorique se faisait soit à fréquence fixe et tension d'amplitude variable, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor ou sur son alimentation.

Parmi les techniques de commande à grande performance assurant un découplage globale entre les sorties à commander quelque soit les profils de trajectoire imposées à la machine, on trouve la commande non linéaire développée par ISODORI [2], cette commande, présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse par un retour d'état non linéaire, chacun de ces sous systèmes représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux,...).

### 1. Objectif:

L'objectif de notre travail est la régulation des sorties d'un moteur asynchrone alimenté en tension, en l'occurrence la vitesse mécanique et le flux rotorique, au moyen de la commande non linéaire. Par la suite, et afin de mettre en évidence les avantages de la commande non linéaire, cette dernière est soumise à plusieurs tests de robustesse face à certaines perturbations de diverses natures pouvant surgir lors du fonctionnement de la machine asynchrone.

### 2. Plan et structure du travail:

Notre travail est structuré en trois chapitres comme suit:

Dans le premier chapitre, nous représenterons la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension, en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle dans le repère lié au stator sera effectuée.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande non linéaire et nous ferons l'application sur le modèle de la machine asynchrone.

Dans le troisième chapitre, Puisque d'une manière générale, l'accroissement des performances dynamiques d'un entraînement à vitesse variable nuit globalement à sa robustesse, on est ramené à analyser celle de la structure de commande étudiée précédemment est cela à l'aide de certaines variations imposées lors de la marche du moteur asynchrone.

## **I.1 Introduction**

La machine asynchrone, de part de sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu. Elle présente un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique.

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [3].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur.

La modélisation est l'interprétation mathématique d'un phénomène physique. Dans la machine asynchrone, les phénomènes électromagnétiques sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques sont difficiles. Pour modéliser ce type de machines, on utilise les outils mathématiques simplificateurs représentés par la transformation de PARK, CLARK et CONCORDIA. Dans notre cas, nous utiliserons la transformation de CLARCK pour la simplicité de ce modèle [4].

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes [3].

Le chapitre est organisé comme suit:

- Ø La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.

- Ø La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- Ø La mise sous forme d'équation d'état.

On présentera par la suite les résultats de simulation obtenus par le logiciel MATLAB SIMULINK.

## I.2 Généralité

### I.2.1 Présentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est un système multi variable, non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Vu les avantages qu'elle a sur les autres types de machines électriques, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, entretien moins fréquent et faible coût, la machine asynchrone est de loin la plus utilisée dans les applications requérant la variation de vitesse [5].

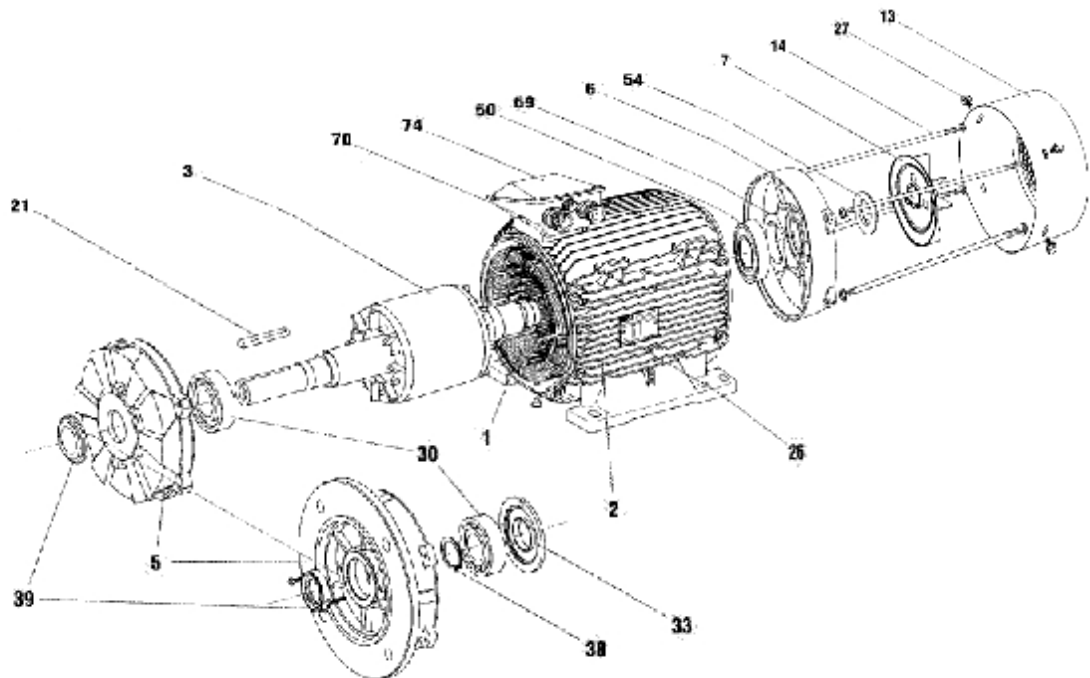


Figure (I.1): Vue éclatée d'un moteur asynchrone

Comme il est indiqué sur *la figure (I.2)*, la machine asynchrone est constituée de deux parties:

- Ø d'un **stator** muni d'un enroulement triphasé.

Ø d'un **rotor** muni d'un enroulement polyphasé court-circuité sur lui-même.

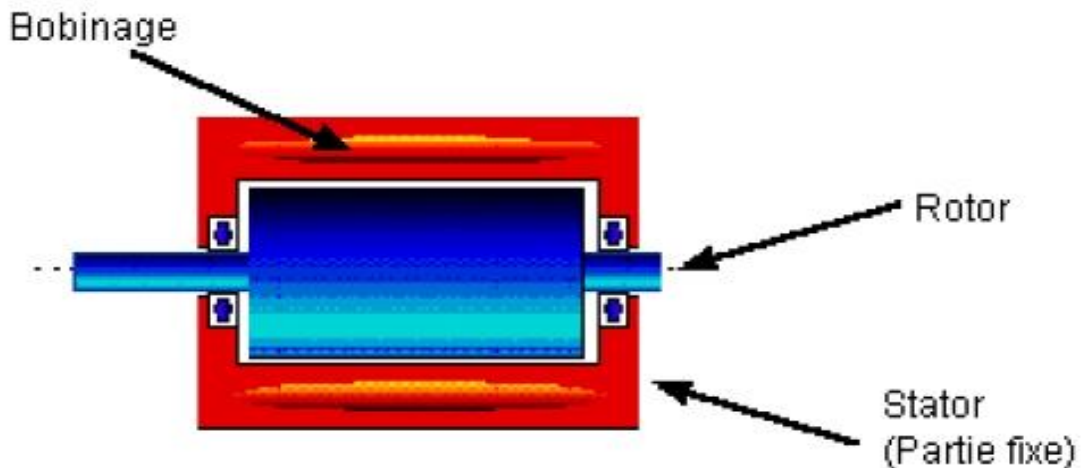


Figure (I.2) : Schéma simplifié d'un moteur asynchrone

### 1.2.2 Description de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. À l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter.

Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source extérieure, et d'un bobinage massif en court circuit au rotor [5].

## I.2.2.1 Constitution

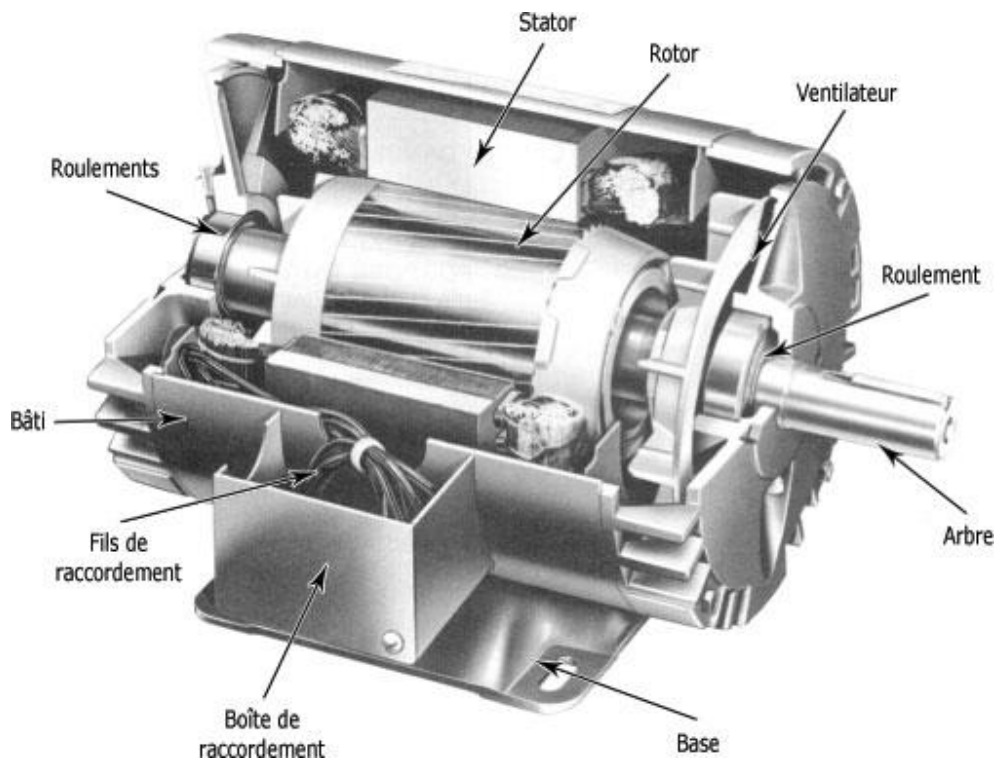


Figure (I.3): Constitution de La machine asynchrone

## Ø Le stator

Le stator d'un moteur triphasé, comme son nom l'indique, est la partie statique de la machine asynchrone. Il se compose principalement:

- D'un noyau magnétique,
- Des paliers,
- Enroulements statoriques,
- Du ventilateur refroidissant le moteur,
- Le capot protégeant le ventilateur.

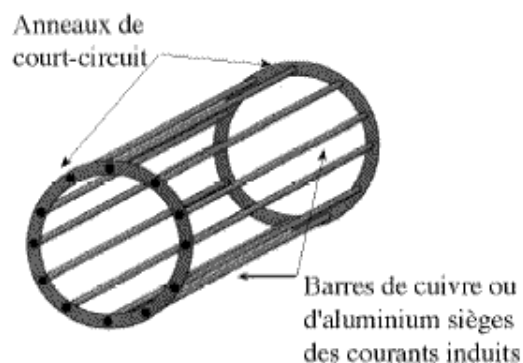
Le noyau magnétique est réalisé par un empilement de tôles magnétiques de faible épaisseur, et l'ensemble forme un cylindre creux, sur sa face interne le stator comporte une répartition régulière d'encoches, où sont logés trois enroulements distribués, généralement couplés en étoile et alimentés par une source triphasée.

### Ø Le rotor

C'est la partie mobile de la machine, comme le stator, il est fait d'un empilement de tôles magnétiques empilées de manière à former un cylindre, monté sur un arbre en acier, capable de tourner.

Pour les rotors bobinés, les enroulements et leurs différents aspects sont semblable à ceux du stator. Ils présentent la particularité d'être connectés à des bagues sur lesquelles frottent des balais qui rendent le circuit accessible de l'extérieur.

Dans le cas du rotor à cage d'écurieuil, qui présente la machine à étudier dans ce travail, les enroulements sont constitués de barres conductrices en cuivre généralement court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité.



**Figure (I.4): Rotor d'une machine asynchrone à cage d'écurieuil**

Pour former le rotor, on empile les lames de façon que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur. Cette disposition a, pour effet, de réduire considérablement le bruit

et les sous harmoniques durant l'accélération, et donner un démarrage et une accélération plus uniforme [6].

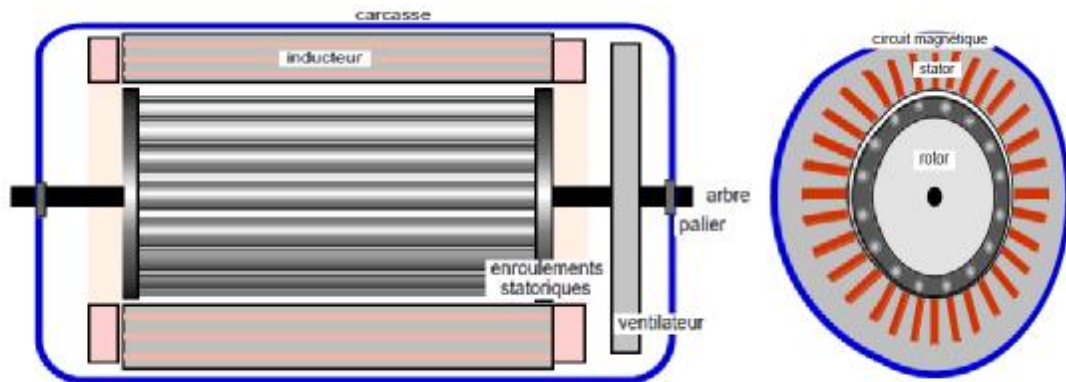


Figure (I.5): Moteur "à cage d'écureuil" (schéma simplifié)

### I.2.2.2 Fonctionnement

Comme les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tensions triphasées équilibrées et de pulsation électrique  $\omega_e$ , ils se trouvent parcourus par un système de courants triphasés équilibrés et de même pulsation  $\omega_e$ . Chaque courant crée une f.m.m pulsante et l'ensemble des trois courants créent une f.m.m statorique tournante  $\omega_m$ , donc un champ tournant statorique à  $p$  pôles à la pulsation mécanique  $\omega_m = \frac{\omega_e}{p}$ , appelée la pulsation de synchronisme.

Le rotor de la machine qui est en court-circuit sera le siège d'un système de courants induits, triphasés équilibrés de pulsation électrique  $\omega_e$ . Ces courants vont créer à leurs tours une f.m.m rotorique tournante  $\omega_m$ , donc un champ et un flux rotorique tournant à la pulsation mécanique  $\omega_m$  — [6]. Donc on peut définir:

$\omega_m$ : Pulsation mécanique de la f.m.m statorique par rapport au stator.

$\Omega_r$ : Pulsation mécanique de la f.m.m rotorique par rapport au rotor.

$\Omega$ : Pulsation mécanique de rotation de rotor par rapport au stator.

Avec:

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (1.1)$$

### 1.2.2.3 Glissement

L'importance de la machine asynchrone vient du fait que cette machine développe un couple pour des vitesses de rotation différentes de la vitesse de synchronisme, donc la machine ne tourne jamais à la vitesse de synchronisme. La notion de glissement  $g$  est introduite comme étant l'écart relatif entre la vitesse réelle de la machine et sa vitesse de synchronisme. Donc, le glissement est donné par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (1.2)$$

Donc on écrit :

$$\begin{cases} \omega_r = \omega_s - \omega \\ g\omega_s = \omega_s - \omega \end{cases} \Rightarrow \omega_r = g\omega_s \Rightarrow 2\pi f_r = g2\pi f_s \quad (1.3)$$

$$\Rightarrow f_r = g f_s \quad (1.4)$$

$f_s$ : Fréquence des courants statoriques.

$f_r$  : Fréquence des courants rotoriques.

### 1.2.3 Avantages et inconvénients des machines asynchrones

- **Avantages**

- ∅ La robustesse et La facilité de leurs constructions.
- ∅ La simplicité de leur mode de changement de sens de rotation.
- ∅ Les valeurs élevées du facteur de puissance et de rendement à charge nominale.

- ∅ Prix peu élevé.
- **Inconvénients**
  - ∅ La gamme restreinte des vitesses possibles.
  - ∅ La grande intensité absorbée au démarrage.
  - ∅ La valeur de facteur de puissance trop faible à charge réduite.
- ∅ Les non linéarités du modèle dynamique et la variation des paramètres en fonction de la température rendent la commande difficile à mettre en œuvre.
- ∅ Flux rotorique généralement non mesurable.

#### 1.2.4 Quelques domaines d'utilisation des machines asynchrones

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

- ∅ Elles sont utilisées dans les circuits de démarrage pour machines synchrones.
- ∅ Elles sont utilisées comme freins électromagnétiques dans les engins de levage.
- ∅ Elles sont utilisées comme autotransformateurs dans les réseaux de distributions.
- ∅ Elles sont utilisées comme des régulateurs de phase dans les installations automatiques (on règle la phase des tensions sans changer leurs modules) [7].

#### 1.2.5 Hypothèses de travail

Le modèle du moteur asynchrone à induction est élaboré sur la base de certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général:

- ∅ L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme, négligeant ainsi l'effet des encoches.

- ∅ Le circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ∅ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- ∅ Le bobinage triphasé est symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses:

- ∅ L'additivité des flux ;
- ∅ La constance des inductances propres ;
- ∅ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de deux axes magnétiques [2].

### 1.3 Modélisation triphasée

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paire de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques ( $a_s, b_s, c_s$ ) réparties au stator, alimentées en triphasé alternatif en courant ou en tension. Les bobines sont déphasées de radians électriques, comme il est présenté par *la figure (1.6)*, la phase « a » sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques ( $a_r, b_r, c_r$ ) court-circuitées sur elles mêmes également régulièrement déphasées de radians électriques.

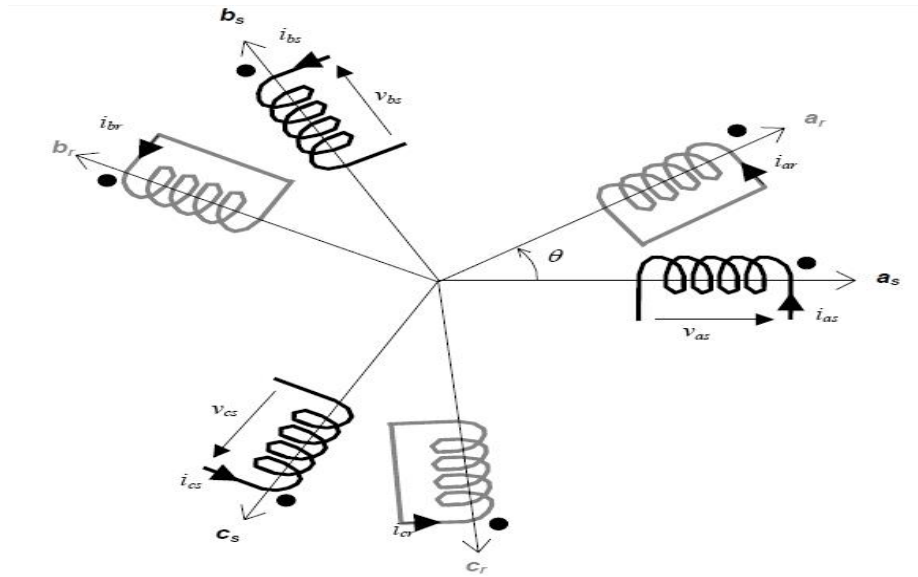


Figure (I.6) : Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Où :

$\theta$  : représente l'angle entre une phase statorique et celle rotorique.

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations qui sont:

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

### 1.3.1 Equations électriques

Les enroulements du stator sont décrits par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 & \text{---} \\
 & \text{---} \\
 & \text{---}
 \end{aligned}
 \tag{I.5}$$

Et ceux du rotor sont décrits par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.6)$$

Les équations (1.5) et (1.6) se représentent sous formes matricielles et condensées par:

Ø Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (1.8)$$

Ø Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (1.10)$$

En désignant par:

$[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ : Vecteur des tensions statoriques.

$[V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$ : Vecteur des tensions rotoriques.

$[I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$ : Vecteur des courants qui traversent les enroulements statoriques.

$[I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T$ : Vecteur des courants qui traversent les enroulements rotoriques

$[\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$ : Vecteur des flux statoriques.

$[\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^T$ : Vecteur des flux rotoriques.

$R_s/R_r$ : Résistance d'une phase statorique/rotorique.

### 1.3.2 Equations magnétiques

Dans la *figure (1.6)*, les inductances mutuelles entre phase du stator et du rotor sont fonctions de l'angle  $\theta$  et s'expriment de manière générale comme suit :

$$M_{si-rj} = M_{sr} \left[ \cos\left(\theta + (j - i)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{I.11})$$

Où « i » est l'indice des phases du stator et « j » l'indice des phases du rotor, d'où les expressions des flux sous forme d'équations condensées :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}][I_{abcs}] + [M_{sr}][I_{abcr}] \quad (\text{I.12})$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}][I_{abcr}] + [M_{rs}][I_{abcs}] \quad (\text{I.13})$$

$[L_{ss}]$  : Représente la matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$  : Représente la matrice des inductances rotoriques.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$[L_{sr}]$  : Représente la matrice des inductances cycliques entre le stator et le rotor, elle est donnée par [1]:

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$[M_{sr}]$  : Représente la matrice des inductances mutuelles rotoriques statoriques, telle que:

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

$\theta$ : Angle électrique entre une phase statorique et celle rotorique.

$l_s$ : L'inductance propre d'une phase statorique.

$l_r$ : L'inductance propre d'une phase rotorique.

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

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

$M_{sr}$ : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et celle du rotor.

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application, les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas [6].

### 1.3.3 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [2].

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.16)$$

Où :

$J$  : Moment d'inertie total des masses tournantes ramené sur l'arbre de la machine,

$K_f$  : Coefficient de frottement visqueux,

$C_r$  : Couple résistant de la charge,

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation,

#### I.4 Transformation de PARK

La transformation de PARK permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature. Le passage d'un système triphasé à un système biphasé revient à exprimer les composantes, (u, v) en fonction de l'ancien axe (a, b, c) présenté dans la *figure (I.7)*, les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [2].

Pour transformer le système triphasé (a, b, c) à un système biphasé (u, v) avec une composante homopolaire comme indiqué dans l'équation suivante, une matrice unique de transformation est définie pour les courants, tension et flux [6].

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_{coord})] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[X_a \ X_b \ X_c]^T = [P(\theta_{coord})]^{-1} [X_u \ X_v \ X_0]^T \quad (\text{I.18})$$

Telle que :

$X$ : Grandeur physique qui peut être (tension, courant ou flux).

$X_0$ : Composante homopolaire (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

$[P(\theta_{coord})]$ : est la matrice de Park définie par :

$$[P(\theta_{coord})] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{coord} & \cos \left( \theta_{coord} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_{coord} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_{coord} & -\sin \left( \theta_{coord} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_{coord} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

La transformation inverse de Park  $[P(\theta_{coord})]^{-1}$  est donnée comme suit:

$$\begin{matrix} - & - \\ - & - \end{matrix} \quad (I.20)$$

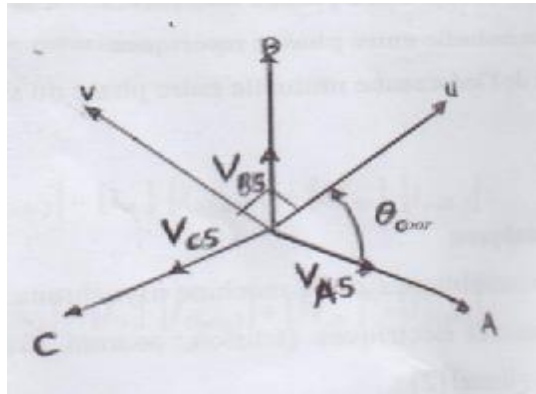


Figure (I.7) : Passage du système triphasé au système biphasé

Selon la Figure (I.7), la projection du vecteur ( ) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{matrix} - & - & - \\ - & - & - \end{matrix} \quad (I.21)$$

: La position angulaire du système d'axe (u, v) par rapport au système d'axe réel (a, b, c)

: Vitesse de coordonnée de rotation de repère (u, v) par rapport au système d'axe réel (a, b, c).

: est appelée composante directe de PARK.

: est appelée composante en quadrature.

On ajoute l'expression homopolaire à l'équation (I.21) pour équilibrer la transformation.

$$- \quad (I.22)$$

La composante homopolaire  $V_0$  est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés.

D'après l'équation (I.21) et (I.22) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_{coor} & \cos \left( \theta_{coor} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_{coor} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_{coor} & -\sin \left( \theta_{coor} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_{coor} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice  $P(\theta_{coor})$ .

Lorsque l'angle  $\theta_{coor}$  est attribué à la valeur zéro, et la transformation de PARK est dite transformation de CLARKE et la matrice de passage s'écrit comme suit :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Cette transformation de CLARKE conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance [2].

### I.5 Modèle du moteur dans le système biphasé

En admettant que le rotor est en court circuit [6]. La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tension et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre les enroulements et l'axe (u, v). L'application de la transformation de Park au système triphasé est donnée:

$$[V_{abc}]_s = R_s [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}]_s \quad (\text{I.25})$$

$$[P(\theta_{coor})][V_{uv}]_s = R_s [P(\theta_{coor})][i_{uv}]_s + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{coor})][V_{uv}]_s) \quad (\text{I.26})$$

$$[V_{uv}]_s = R_s [V_{uv}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{uv}]_s + [P(\theta_{coor})]^{-1} \frac{d[P(\theta_{coor})]}{dt} [\varphi_{uv}]_s \quad (\text{I.27})$$

Après les remplacements dans l'équation (I.27), on obtient :

### I.5.1 Equations électriques

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{coor} \\ \omega_{coor} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{coor} - \omega) \\ (\omega_{coor} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec :

$$\omega_{coor} = \frac{d}{dt} \theta_{coor} \quad (I.30)$$

$$\omega = \frac{d}{dt} \theta \quad (I.31)$$

$\omega_{coor}$  : La vitesse de déplacement de repère ( $u, v$ ).

$\omega$  : La vitesse de rotor.

### I.5.2 Equations magnétiques

Les équations magnétiques s'obtiennent par l'application de la transformation de Park sur les équations, ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Avec :

$L_s = (l_s - M_s)$  : Inductance cyclique propre du stator

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

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

### I.6 Choix de référentiel

Trois référentiels sont possibles en vue de l'observation. Ils dépendent de l'orientation de l'axe (u) du repère de PARK. Cette représentation est représentée dans la *figure (I.8)*.

- Ø Référentiel immobile par rapport au stator (repère  $\alpha, \beta$ ),
- Ø Référentiel immobile par rapport au rotor (repère  $x, y$ ),
- Ø Référentiel immobile par rapport au champ tournant (repère  $d, q$ ).

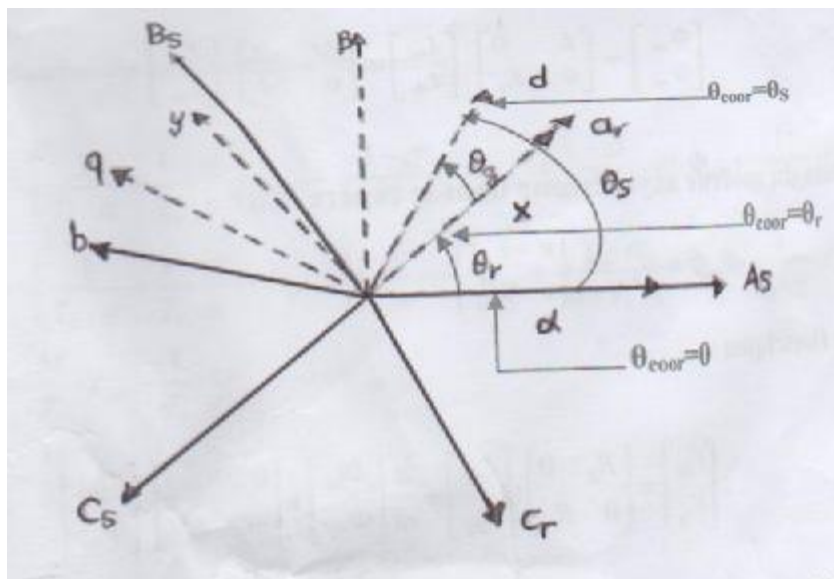


Figure (I.8) : Représentation des différents repères

#### I.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator (repère $\alpha, \beta$ )

Les axes de référence (u, v) sont liés au stator, donc :

\_\_\_\_\_

Ce qui permet d'avoir :

### Ø Equations électriques

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} + R_s I_{\alpha s} \\ V_{\beta s} = \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} + R_s I_{\beta s} \end{cases} \quad (I.34)$$

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + R_r I_{\alpha r} + \omega_r \Phi_{\beta r} = 0 \\ V_{\beta r} = \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} + R_r I_{\beta r} - \omega_r \Phi_{\alpha r} = 0 \end{cases} \quad (I.35)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

### Ø Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \end{cases} \quad (I.38)$$

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \end{cases} \quad (I.39)$$

## 1.6.2 Référentiel lié au rotor (repère $x, y$ )

Ce système d'axes est fixé au rotor, il tourne à la vitesse  $\omega$ ,

$$\theta_{\text{coor}} = \theta \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases} \Rightarrow \theta_r = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_{\text{coor}}}{dt} = \omega_{\text{coor}} = \omega \Rightarrow \omega_r = 0$$

Ce qui permet d'avoir les équations dans le repère  $(x, y)$  :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

### I.6.3 Référentiel lié au champ tournant (repère $d, q$ )

Les axes de référentiel sont liés au champ tournant, alors :

$$\theta_{coord} = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{cases} \Rightarrow \theta_r = \theta_s - \theta \Rightarrow \frac{d\theta_{coord}}{dt} = \omega_{coord} = \omega_s \Rightarrow \omega_r = \omega_s - \omega$$

#### Ø Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + R_s I_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + R_s I_{qs} \end{cases} \quad (1.42)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + R_r I_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + R_r I_{qr} \end{cases} \quad (1.43)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

#### Ø Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (1.46)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (1.47)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance propre cyclique du stator.}$$

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

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

Dans notre étude, nous avons opté pour le repère immobile par rapport au **stator**. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_{\text{coor}}}{dt} = \omega_{\text{coor}} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r = -\omega$$

### 1.7 Equation du couple électromagnétique

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique, pour ce dernier il en résulte plusieurs expressions toutes égales suivant ce qui suit. Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$C_{\text{em}} = p \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \tag{1.48}$$

On désigne par :

$W_e$  : L'énergie emmagasinée dans le circuit.

$\theta$  : L'écart angulaire de rotor.

L'expression de la puissance électrique instantanée, absorbée par la machine est donnée par :

$$P(t) = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}] [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T \tag{1.49}$$

En appliquant la transformation de PARK à l'équation (1.49) lorsque le système est équilibré

(Composantes homopolaires nulles):

$$P(t) = (V_{us}I_{us} + V_{vs}I_{vs}) \quad (1.50)$$

En remplaçant les tensions  $V_{us}$  et  $V_{vs}$  par leurs expressions on obtient :

$$P(t) = R_s(I_{us}^2 + I_{vs}^2) + \left( \frac{d\Phi_{us}}{dt} I_{us} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} I_{vs} \right) + (\Phi_{us}I_{vs} - \Phi_{vs}I_{us})\omega \quad (1.51)$$

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

$\omega$ : représente la vitesse de déplacement du repère (U, V).

Cette expression est composée de trois parties qui sont :

- Ø  $R_s(I_{us}^2 + I_{vs}^2)$  : la chute ohmique dans les enroulements statoriques.
- Ø  $\left( \frac{d\Phi_{us}}{dt} I_{us} + \frac{d\Phi_{vs}}{dt} I_{vs} \right)$  : Représente la variation de l'énergie magnétique stockée dans les enroulements du stator.
- Ø  $(\Phi_{us}I_{vs} - \Phi_{vs}I_{us})\omega$  : La puissance électromagnétique.

Telle que la puissance électromagnétique soit égale :

$$P_{em} = C_{em} \frac{\omega}{p} \quad (1.52)$$

Où :

$P_{em}$  : La puissance électromagnétique

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique

$p$  : Nombre de paire de pôle

Par analogie, l'expression du couple sera :

$$C_{em} = p(\Phi_{us}I_{vs} - \Phi_{vs}I_{us}) \quad (1.53)$$

En remplaçant les flux  $\Phi_{us}$  et  $\Phi_{vs}$  par leurs expressions on obtient :

$$C_{em} = pM(I_{vs}I_{ur} - I_{us}I_{vr}) \quad (1.54)$$

En remplaçant les courants  $I_{ur}$  et  $I_{vr}$  par leurs expressions on obtient :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{ur}I_{vs} - \Phi_{vr}I_{us}) \quad (1.55)$$

En remplaçant les courants  $I_{us}$  et  $I_{vs}$  dans l'équation (1.55) par leurs expressions, on aura :

$$C_{em} = p(\Phi_{vr}I_{ur} - \Phi_{ur}I_{vr}) \quad (1.56)$$

En remplaçant les termes  $(\mathbf{U}, \mathbf{V})$  respectivement par  $(\alpha, \beta)$  dans les expressions précédentes on obtient la transformée de CLARCK pour le couple, comme application pour notre simulation on a utilisé l'équation (1.55) qui aboutit à l'équation (1.60).

### 1.8 Mise en équation d'état du modèle de la machine asynchrone

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations non linéaire. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons les deux variables  $(\Phi_r, I_s)$  [6] [2].

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la forme suivante :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.57)$$

$$\text{Ou bien : } \quad [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (1.58)$$

Avec :

$$[X] = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état,}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande,}$$

$[A]$  : Matrice d'évolution d'état du système,

$[B]$  : Matrice du système de commande,

La machine asynchrone est décrite par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \cdot I_{\alpha s} + \frac{1-\sigma}{M\sigma T_r} \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{\alpha s} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \cdot I_{\beta s} - \frac{1-\sigma}{M\sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma T_r} \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{\beta s} \\ \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{\alpha r} - \omega \cdot \Phi_{\beta r} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{\beta s} + \omega \cdot \Phi_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{\beta r} \end{cases} \quad (1.59)$$

Avec :

$$\omega = p\Omega$$

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

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

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

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \Phi_{\beta r} I_{\alpha s}) \quad (1.60)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (1.61)$$

## I.9 Simulation du modèle de la machine asynchrone

### I.9.1 Outils de simulation MATLAB/SIMULINK

#### I.9.1.1 Matlab

Un système interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul

matriciel, de traitement de signal, de visualisation graphique 2D et 3D, etc. Il peut être utilisé de façon interactive ou en mode programmation. En mode interactif, l'utilisateur a la possibilité de réaliser rapidement des calculs sophistiqués et d'en présenter les résultats sous forme numérique ou graphique. En mode programmation, il est possible d'écrire des scripts (programmes) comme avec d'autres langages. L'utilisateur peut aussi créer ses propres fonctions pouvant être appelées de façon interactive ou par des scripts. Ces fonctions fournissent à MATLAB un atout inégalable : son extensibilité. Dans MATLAB, l'élément de base est la matrice. L'utilisateur ne s'occupe pas des allocations de mémoire ou de redimensionnement comme dans les langages classiques. Les problèmes numériques peuvent être résolus en un temps record, qui ne représente qu'une infime du temps à passer avec d'autres langages comme le Basic, C, C++ ou le Fortran. MATLAB s'est imposé dans les milieux universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, de simulation et de visualisation de problèmes numériques. Dans le monde universitaire, MATLAB est utilisé pour l'enseignement de l'algèbre linéaire, le traitement du signal, l'automatique, etc., ainsi que dans la recherche scientifique. Dans le domaine industriel, il est utilisé pour la résolution et la simulation de problèmes d'ingénierie et de prototypage. MATLAB est une abréviation de MATrix LABoratory. Écrit à l'origine, en Fortran, par Cleve Moler, MATLAB était destiné à faciliter l'accès au logiciel matriciel développé dans les projets LINPACK et EISPACK. La version actuelle est écrite en C. Sa disponibilité est assurée sur plusieurs plates-formes : Sun, Bull, HP, IBM, Compatibles PC, Macintosh, et plusieurs machines parallèles. MATLAB est conforté par une multitude de boîtes à outils (toolboxes) spécifiques à des domaines variés. Un autre atout de MATLAB, est sa portabilité; la même portion de code peut être utilisée sur différentes plates-formes sans la moindre modification [2,6,8].

### **I.9.1.2 Simulink**

SIMULINK<sup>TM</sup> est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires; une extension de MATLAB<sup>TM</sup>, dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel). Le diagramme structurel permet la représentation graphique d'un système d'équations linéaires et non linéaires. Il met en évidence la structure du système et permet de visualiser



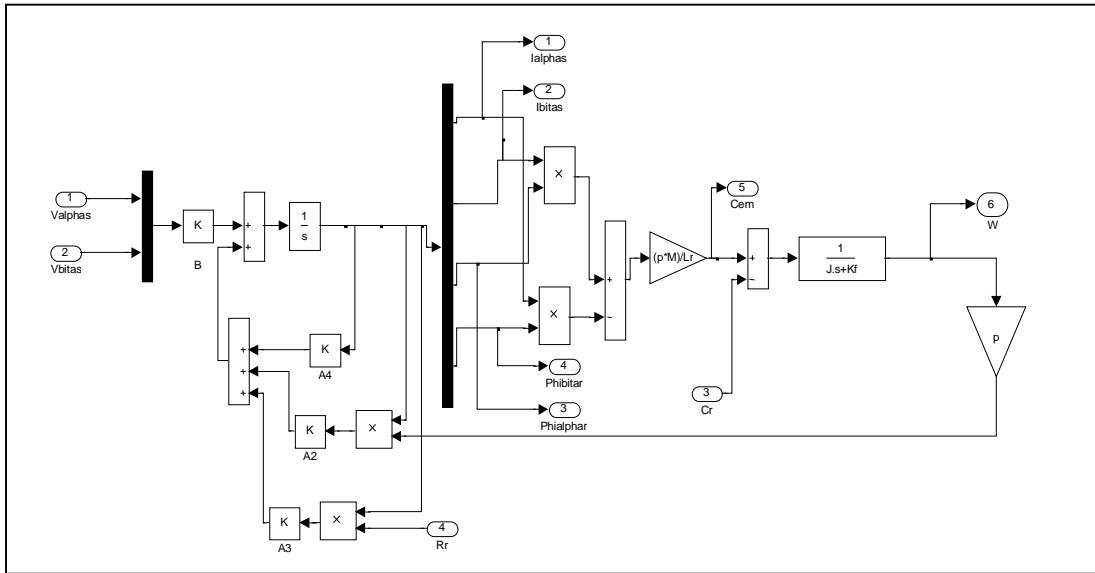
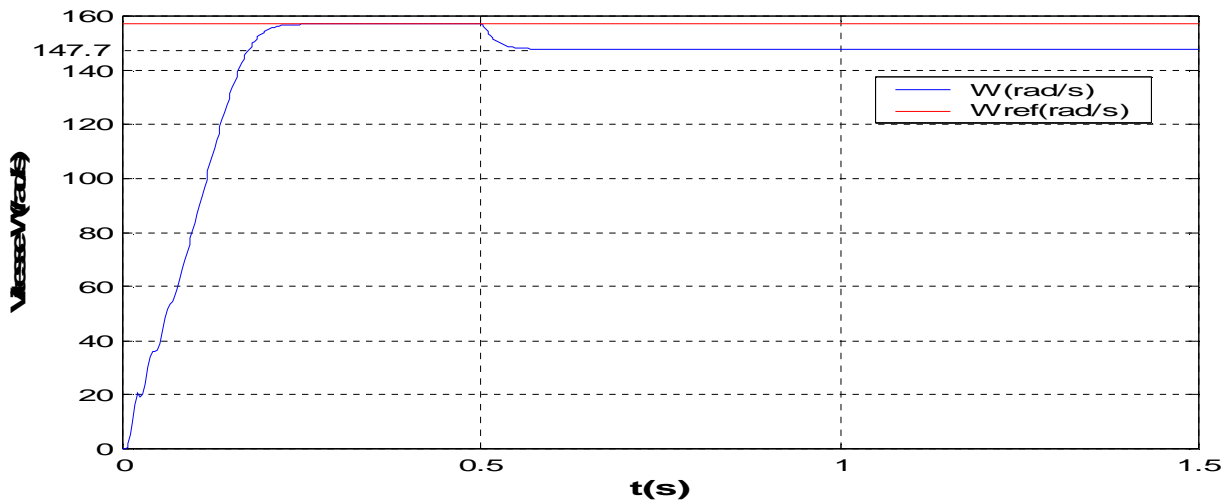


Figure (I.10) : Schéma bloc du modèle de la machine asynchrone

1.9.2 Résultats de simulation

La figure (I.11) représente les résultats de simulation du modèle de CLARCK de la machine asynchrone alimentée en tension dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ , cette machine est simulée en charge nominale de 25N.m à l'instant  $t=0.5s$ , après un démarrage à vide.



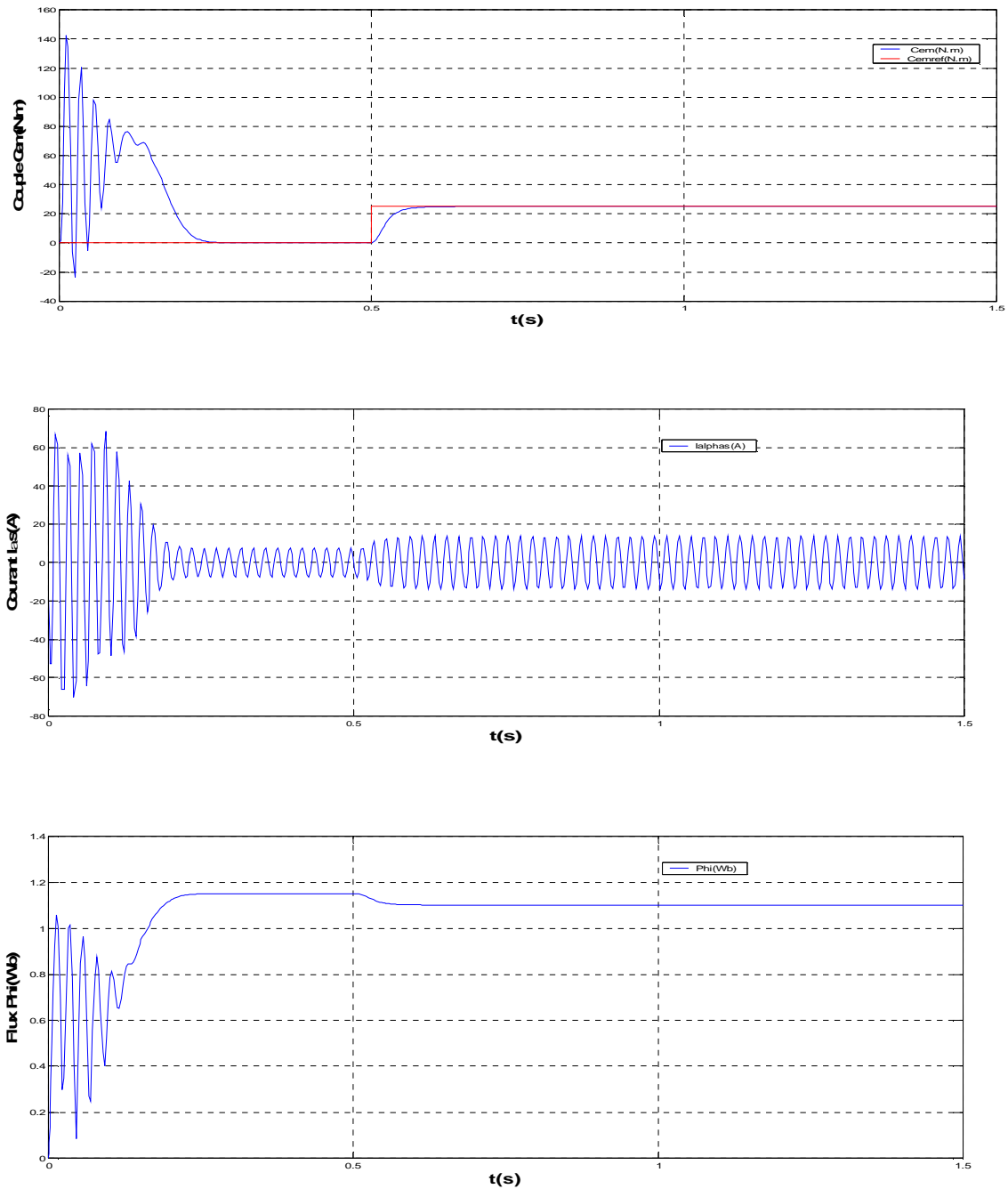


Figure (I.11): Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale après un démarrage à vide dans le repère  $(\alpha, \beta)$

### I.9.3 Interprétation des résultats de simulation:

La mise sous forme d'état de la machine asynchrone permet la simulation de cette machine dont les paramètres sont donnés en annexe A. Les courbes des caractéristiques: vitesse, couple, flux et courant sont prises lors d'un démarrage de la machine asynchrone à cage alimentée par un réseau standard 220/380V et de fréquence de 50Hz, sous une application d'un couple de charge 25N.m après un démarrage à vide.

#### Ø La vitesse rotorique $\Omega$ (rad/s):

En régime transitoire, l'allure de la caractéristique vitesse n'est pas régulièrement croissante, mais à tendance à osciller tout en croissant, ce croisement presque linéaire, jusqu'à ce qu'elle se stabilise à une valeur de référence (nominale synchrone) en régime permanent qui est de 157rad/s. L'application de la charge fait diminuer la vitesse jusqu'à une valeur de 147.7rad/s, puis elle se stabilise à cette valeur. Cette chute est due à l'inertie des masses tournantes.

#### Ø Le couple électromagnétique $C_{em}$ (N.m):

Au démarrage le couple est fortement pulsatoire, ce couple pulsant est transmis à la partie mécanique, avant qu'il ne se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation, puisque  $g=0$ , le couple s'annule. En appliquant la charge, le couple augmente jusqu'à une valeur de 25 N.m et regagne la valeur de référence ( $C_{em}=C_r=25N.m$ ).

#### Ø Le courant statorique $I_{s\alpha}$ (A)

Au démarrage et à faible vitesse le courant statorique présente des dépassements excessifs et amplitudes importantes, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'application de la charge le courant évolue selon la charge appliquée à l'arbre de moteur.

#### Ø Le flux rotorique $\Phi_r$ (Wb):

Aux moments de démarrage, le flux rotorique oscille durant un temps de 3ms pour atteindre une amplitude constante de valeur 1.15Wb. Après que le régime permanent ne soit atteint, la machine est sollicitée à  $t=0.5s$  par une charge perturbatrice de 25 N.m, on remarque que le flux diminue.

### **I.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de transformation de CLARCK qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et après l'application d'une charge nominale.

Nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute considérablement. Ceci nécessite une régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de charge.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe.

Dans le but de contrôler des grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on fera appel à la commande non linéaire. Cette dernière qui va permettre d'avoir un contrôle indépendant des grandeurs de sortie de la machine qui fera l'objet du chapitre suivant.

### II.1 Introduction

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques où autres sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité le modèle ayant servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements, les dynamiques rapides [9] etc... Dans les commandes vectorielles pour avoir une orientation exacte du flux, il est nécessaire de trouver d'autres commandes plus robustes telles que la commande par linéarisation entrée-sortie par retour d'état [10]. Cette technique généralise les commandes vectorielles en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties[5]. De plus elle présente plusieurs avantages [10] :

- Ø Découpler exactement le flux et la vitesse,
- Ø Commander précisément les variables (vitesse, flux ou couple, flux),
- Ø Le modèle de la machine utilisé est dans un repère fixe ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) sans avoir recours à un repère ( $d$ ,  $q$ ) tournant.

Dans les dernières années, le domaine d'application des machines à courant alternatif est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance. L'évolution technologique a permis aux machines alternatives, en particulier la machine asynchrone à cage, de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques désirées [2]. La plupart des entraînements variables font appel à la machine asynchrone suite à ces nombreux avantages en performances et en robustesse. Cependant, sa commande s'avère difficile à cause du couplage et des non linéarités du modèle[11 ,12].

De ce fait, le présent chapitre est organisé de la manière suivante : au premier lieu on décrira les deux familles des modèles, à savoir linéaires et non linéaires, avec quelques caractéristiques des systèmes puis nous traiterons quelques notions mathématiques qui seront utiles pour la linéarisation.

Ensuite, nous décrirons en détails les étapes principales pour la conception de la commande par linéarisation au sens entrée/sortie des systèmes, en vue de son application à la machine asynchrone, comme phase finale de ce chapitre.

## II.2 Généralité sur les systèmes linéaires et non linéaires [9]

### II.2.1 Systèmes linéaires

Considérons un système linéaire de la forme :

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (\text{II.1})$$

$$y(t) = C \cdot x(t)$$

Où : le vecteur d'état  $x(t) \in \mathcal{R}^n$ , l'entrée  $u(t) \in \mathcal{R}^m$  et la sortie  $y(t) \in \mathcal{R}^p$ .

#### Définition

Un Système linéaire obéit au principe de superposition défini par les propriétés d'additivité et d'homogénéité.

- Ø **Additivité** : si les entrées  $u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)$  entraînent respectivement les réponses  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$  alors l'entrée  $u_1(t)+u_2(t)+ \dots+u_n(t)$  entraîne la réponse  $x_1(t)+ x_2(t)+ \dots+ x_n(t)$ .
- Ø **Homogénéité** : si l'entrée  $u(t)$  est multipliée par un facteur  $K$  constant, alors la sortie  $x(t)$  est multipliée par ce même facteur. On dit qu'il y a proportionnalité de l'effet à la cause.

Cette définition peut être étendue à des termes intégraux ou dérivés, donc aux systèmes dynamiques :

Un système dynamique linéaire est un système qui peut être décrit par une équation différentielle à coefficients constant.

La forme générale de système linéaire est donnée par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i x(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \frac{d^i u(t)}{dt^i} \quad (\text{II.2})$$

Où  $x(t)$  et  $u(t)$  sont respectivement les grandeurs de sortie et d'entrée.

### II.2.2 Systèmes non linéaires

Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équations non linéaire (différentielles par exemple), décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs. On connaît de nombreux exemples parmi les systèmes mécaniques, électriques ou chimiques : Satellites, avions, automobiles, appareils biomédicaux, robots industriels, ...etc.

### II.2.3 Systèmes asservis

D'une façon générale, un système de commande peut être défini comme un assemblage électrique d'éléments physiques qui peuvent régler la grandeur de sortie en fonction d'un signal d'entrée. Il existe deux types de structures de commandes.

-Système de commande en boucle ouverte (B. O).

-Système de commande en boucle fermée (B. F).

#### II.2.3.1 Système de commande en boucle ouverte

Une structure de commande en boucle ouverte est définie comme un système où le signal de commande « d'entrée » est indépendant du signal réglé « de sortie ». Elle présente un avantage d'être simple à implanter, par contre, le comportement de ce système est d'une mauvaise qualité et ne garantit pas des performances nécessaires, à cause des perturbations qui sont invisibles.

#### II.2.3.2 Système de commande en boucle fermée

Par opposition à la structure de commande en boucle ouverte, celle en boucle fermée est définie comme un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du

signal de sortie. Les systèmes en boucle fermée sont couramment appelés des systèmes asservis. La structure de commande en boucle fermée (contre réaction) est capable de :

- Stabiliser un système instable en boucle ouverte.
- Compenser les perturbations externes.

Le rôle du correcteur est d'éliminer l'écart quelque soit les perturbations, et d'amener le système à réagir plus rapidement, quelque soient les variations de l'entrée de référence ou les perturbations. Nous distinguons plusieurs types de correcteurs qui sont basés sur les actions : proportionnelle, intégrale et différentielle

### II.3 Différents types de correcteurs

#### II.3.1 Correcteur proportionnel-intégral (PI)

Le correcteur intégral est fréquemment combiné correcteur proportionnel pour améliorer le régime permanent et le régime transitoire. Cette combinaison est appelée correcteur proportionnelle-intégrale. L'équation dans le domaine temporel de ce correcteur est écrite par l'expression ci-dessous :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{II.3})$$

Où :  $e(t)$ ,  $u(t)$ ,  $K_p$  et  $K_i$  désignent respectivement l'erreur à l'instant  $t$ , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (\text{II.4})$$

Où :

$s$  : Opérateur dérivée de Laplace.

$K_p$  : Gain de correcteur.

$\tau_i = \frac{K_p}{K_i}$  : Constante de temps.

### II.3.2 Correcteur proportionnel-dérivée (PD)

L'inconvénient majeur du correcteur dérivé est son insensibilité aux variations latentes de l'erreur. Pour cette raison, ce type de correcteur n'est jamais utilisé seul. La solution permettant de minimiser cet inconvénient est de le combiner au correcteur proportionnel.

Nous représentons le correcteur (PD) dans le domaine du temps par l'équation suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{II.5})$$

$K_d$ : Gain de l'action dérivée.

La fonction de transfert correspondante est :

$$C(s) = K_p + K_d s = K_p (1 + \tau_d s) \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Où : } \tau_d = \frac{K_d}{K_p}$$

Avec:  $\tau_d$  constante de temps.

### II.3.3 Correcteur proportionnel intégral et dérivée (PID)

Le régulateur PID est l'association des trois actions proportionnel, intégral et dérivée. Ce correcteur permet d'améliorer à la fois la précision, la rapidité et la stabilité. Il est régi par la relation suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{II.7})$$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left( 1 + \tau_p s + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (\text{II.8})$$

En général, on a les qualités suivantes de correcteur (PID) :

- L'action proportionnelle est souvent utilisée pour la rapidité du système bouclé.
- L'action intégrale est employée pour améliorer le régime permanent.
- L'action dérivée assure l'amélioration de la stabilité.

### II.4 Caractéristiques des contrôleurs

Un système asservi doit être suffisamment robuste pour garantir trois niveaux de performances :

- Ø Sa stabilité,
- Ø Une bonne précision statique,
- Ø Une rapidité suffisante.

#### II.4.1 Stabilité

Le correcteur doit assurer la stabilité du système. Ceci exige que les réactions du système de régulation soient énergiques sans être proportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou trop tardive risque de conduire le système à une instabilité.

#### II.4.2 Précision

La précision est définie, à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie. En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

#### II.4.3 Rapidité

En général, le système doit répondre rapidement à la variation de sa consigne et des perturbations. Il a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

### II. 5 Théorie de linéarisation

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par le retour d'état a connu des développements significatifs. Parmi les techniques développées, on peut citer tout particulièrement la méthode de la linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie [2]. L'idée principale est de transformer la dynamique des systèmes non linéaires (complètement ou en parties) en linéaires, afin que les techniques de contrôle linéaire puissent être appliquées. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de ses

propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées [9].

Avant de décrire les étapes à suivre pour la linéarisation d'un système, on aborde quelques notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne Compréhension de la technique.

### II.5.1 Outils mathématiques

Soit le système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Où l'état  $x \in \mathcal{R}^n$ , l'entrée  $u \in \mathcal{R}^m$ , la sortie  $y \in \mathcal{R}^p$ , et les entiers de  $f$ ,  $g$  et  $h$  des fonctions.

#### II.5.1.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire  $h(x)$  par rapport au vecteur  $x$ , par le vecteur ligne  $\nabla h(x)$ , définit par:

$$(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i} = \left[ \frac{\partial h}{\partial x_1} \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \quad (\text{II.10})$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur  $f(x)$  est défini par le Jacobin de  $f$  (matrice de  $(n \times n)$ ) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_{*j}} \quad (\text{II.11})$$

#### II.5.1.2 Dérivées de Lie

##### Définition [16]

Etant donnée une fonction scalaire  $h_i(x)$  continue définie de  $\mathcal{R}^n$  dans  $\mathcal{R}$  et un champ de vecteur  $f(x)$  continu défini de  $\mathcal{R}^n$  dans  $\mathcal{R}^n$ . On appelle dérivée de Lie de  $h_i(x)$  selon la direction du champ vectoriel  $f(x)$ , notée  $L_f h_i(x)$ , est définie comme suit :

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x) \tag{II.12}$$

La dérivée de Lie d'ordre k est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h_i)}{\partial x} f(x) \tag{II.13}$$

De la même manière, si g est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire  $L_g L_f h_i(x)$  est donnée par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\partial (L_f h_i)}{\partial x} g(x) \tag{II.14}$$

### II.5.2 Degré relatif

Le degré relatif (r) de la sortie  $y$  d'après [9, 10,13], est le nombre de fois qu'il faut dériver  $y$  par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée  $u$  dans les dérivées de  $y$ .

Considérons le système (II.9) non linéaire à m variables (m entrées et m sorties). Il est dit de degré relatif (r) dans une région  $\Omega$  de voisinage d'un point  $x_0$  si :

- Ø  $L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0$  tel que :  $0 \leq i \leq m ; 1 \leq j \leq m ; k < r - 1$
- Ø  $L_{g_j} L_f^k h_i(x) \neq 0$   $k = r - 1$

Si on applique cette définition au système (II.9) et pour un degré relatif égal à (r), on obtient :

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \tag{II.15}$$

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x).u) \tag{II.16}$$

$$\begin{cases} \dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x).u \\ L_g h(x) = 0 \end{cases} \tag{II.17}$$

On continue la dérivation de  $y$  pour la deuxième fois, pour tout  $x$  au voisinage de  $x_0$ .

(II.18)

On continue la dérivation de la sortie  $y$  jusqu'à l'apparition de  $u$  et on arrête dès que le coefficient de  $u$  diffère de zéro.

.....

(II.19)

Donc Le degré relatif ( $r$ ) est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de  $u$  (vecteur de commande) n'est pas nul sur l'espace où on veut contrôler le système.

Soient:

Donc :

(II.20)

Où :  $v$  est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique, et nous le représentons par :

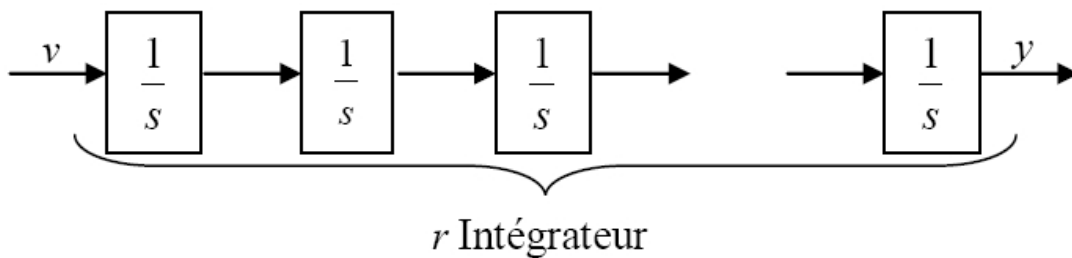


Figure (II.1) : Représentation d'état

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

— — , donc nous pouvons maintenant concevoir un contrôleur pour ce système, on utilisant n'importe qu'elle méthode de conception des contrôleurs linéaires.

## II.6 Linéarisation entrée-sortie

La technique de linéarisation est où la sortie  $y$  du système dynamique est différenciée jusqu'à l'apparition de l'entrée physique  $u$  dans (r) dérivée de  $y$ . Alors  $u$  est introduite dans la fonction de transfert de l'entrée synthétique «  $v$  », à la sortie  $y$  qui est :  $\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r}$

Le degré relatif total du système s'exprime par [10,2] :

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \quad (\text{II.21})$$

- Ø Si  $r = n$ , alors la linéarisation est dite linéarisation exacte. aucune dynamique interne n'est à considérer[13].
- Ø Si  $r < n$  (l'ordre de système), le bouclage ainsi conçu rend inobservable une partie de la dynamique, il est nécessaire de vérifier la bornitude de l'évolution interne correspondant à la trajectoire de référence fixée[5] [14]. La linéarisation est partielle et seules la sortie ainsi que ses  $(n-1)$  dérivées sont liées avec la nouvelle entrée  $v$ , il y a  $(n-r)$  variables du système qui forment la dynamique interne rendue inobservable par la linéarisation[15].

## II.7 Principe de la technique de linéarisation au sens entrée/sortie :

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles[9,13]. Cependant, un système ne peut être linéarisé au sens des entrées-sorties que si son degré relatif est bien défini [16].

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie  $y$  et la nouvelle entrée  $v$ , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques.

On considère que le système non linéaire à  $P$  entrées et  $P$  sorties a pour forme [9,17] :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{II.22})$$

$$y_i = h_i(x) \quad \text{avec } i = 1 \ 2 \ \dots \ P$$

Où :

$x = [x_1 x_2 \dots x_n]^T \in \mathcal{R}^n$  Est un vecteur d'état.

$u = [u_1 u_2 \dots u_p]^T \in \mathcal{R}^p$  Est un vecteur des commandes.

$y = [y_1 y_2 \dots y_p]^T \in \mathcal{R}^p$  Est un vecteur des sorties.

$f, g$  : sont des champs de vecteurs lisses.

$h$  : est une fonction lisse.

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

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left( L_f^{(r_j-1)} h_j(x) \right) u_i \quad (\text{II.23})$$

$j=1 \ 2 \ \dots \ P$

Où :  $L_f^i h_j$  et  $L_{g_i} h_j$  sont les  $i^{\text{èmes}}$  dérivées de Lie de  $h_j$  respectivement dans la direction  $df$  et  $g$ .

$r_j$  est le nombre de dérivée nécessaire pour qu'au moins, une entrée apparaisse dans l'expression (II.23).

Le degré relatif ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (II.23) et doit être inférieur ou égal à l'ordre de système :  $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$ .

On dit que le système (II.22) a pour degré relatif ( $r$ ) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, \ 1 \leq j \leq P, \ 1 \leq i \leq P$$

$$\text{et : } L_{g_i} L_f^{r_j} h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

- Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états.
- Dans le cas où le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on écrit l'expression (II.23) sous forme matricielle :

$$[y_1^{r_1} y_2^{r_2} \dots y_p^{r_p}] = \alpha(x) + \beta(x) \cdot u \tag{II.24}$$

Où :

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

Et :

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{II.26}$$

Où :  $\beta(x)$  est la matrice de découplage du système.

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

$$u = \beta^{-1}(x)(-\alpha(x) + v) \tag{II.27}$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage  $\beta(x)$  est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la *figure (II.2)*.

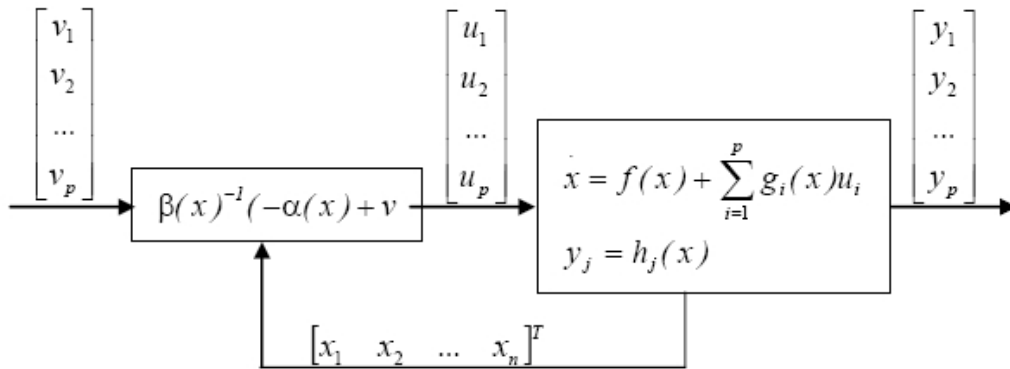


Figure (II.2) : Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (II.27) dans (II.22), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$(II.28)$$

Où : = (II.29)

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique avec la conception du nouveau vecteur d'entrée .

Remarquons que l'expression (II.28) représente p intégrateurs en cascade comme il est indiqué par la figure(II.3) :

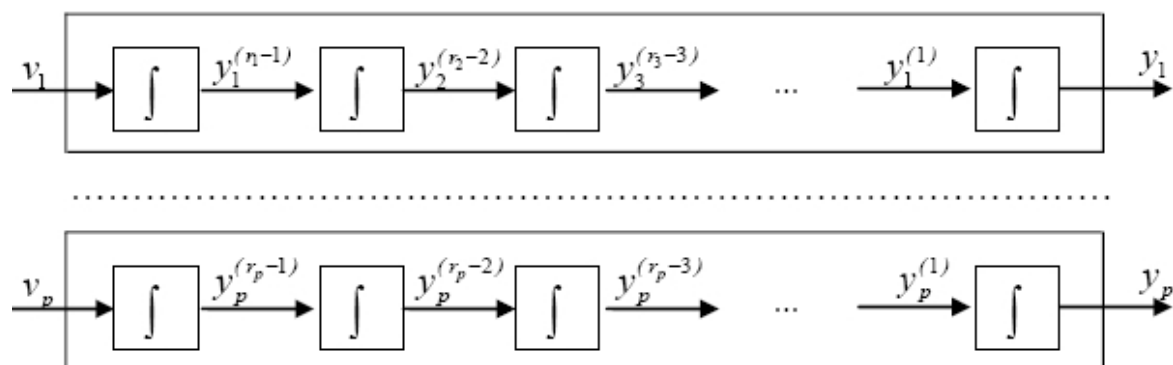


Figure (II.3) : Dynamique du système linéarisé

**II.7.1 Conception du nouveau vecteur de commande :**

Le nouveau vecteur est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire[13] :

$$(II.30)$$

Où les vecteurs définissent les trajectoires de références imposées pour les différentes sorties.

Si les sont choisis de façon à ce que le polynôme + soit un polynôme d’Hurwitz (possédant des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l’erreur satisfait =0. [9,13,14].

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (II-4).

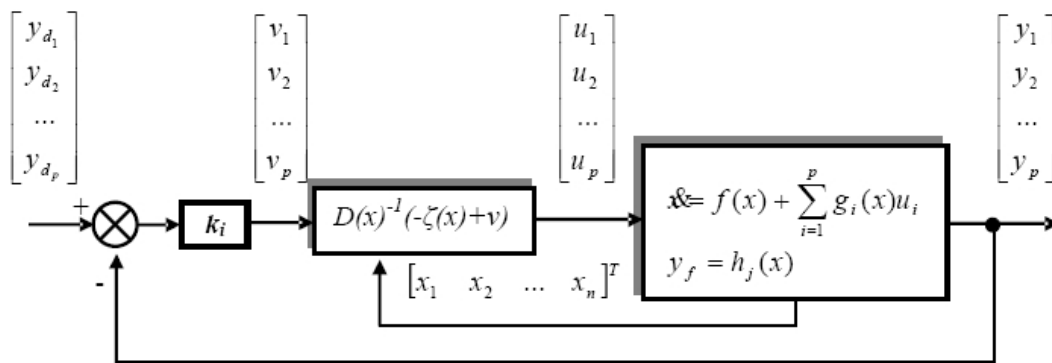


Figure (II.4): Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

**II.8 Dynamique des systèmes non linéaires**

La dynamique des systèmes non linéaires utilise la linéarisation exacte par retour d’état, elle est décomposée en une partie interne (inobservable) et une partie externe, est constituée par une relation linéaire entre la sortie **y** et la nouvelle entrée . Il est facile alors de choisir l’entrée **v** de

telle sorte que la sortie soit identique à celle désirée. Le problème est alors d'observer la conduite de la dynamique interne qui doit être précisément établie et stable [10].

## II.9 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[18]. Constatons que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement, définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique qui garantit la stabilité de la dynamique interne[9,10].

## II.10 Application de la commande non linéaire à la machine asynchrone

### II.10.1 Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension

Le modèle de la MAS exprimé dans le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) sous forme d'état et avec les hypothèses simplificatrices s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Où :

$$x = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} \Omega]^T = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]^T \quad (\text{II.32})$$

$$u = [u_{s\alpha} u_{s\beta}]^T \quad (\text{II.33})$$

On pose:

$$K = \frac{1-\sigma}{M\sigma}, \quad \gamma = \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} e t \eta = \frac{p.M}{J.L_r}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot x_1 + \frac{K}{T_r} x_3 + K \cdot p \cdot x_5 \cdot x_4 \\ -\gamma \cdot I_{s\beta} - K \cdot p \cdot x_5 \cdot x_3 + \frac{K}{T_r} \cdot x_4 \\ \left(\frac{M}{T_r}\right) \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p \cdot x_4 x_5 \\ \left(\frac{M}{T_r}\right) \cdot x_2 + p \cdot x_5 \cdot x_3 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \\ \eta(x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{1}{J}(Cr + Kf \cdot x_5) \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

### II.10.2 Sorties régulées et critère de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie  $y_1$  et  $y_2$ .

En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties  $y_1$  et  $y_2$  et des entrées de commande  $v_1$  et  $v_2$  choisies, il faut trouver un retour d'état :  $v = \alpha(x) + \beta(x)u$ , de manière que le système en boucle fermée soit découplé. Pour ce faire, on va suivre les étapes de linéarisation décrites dans le chapitre précédent, tel qu'il faut dériver les fonctions de sorties  $h_1(x)$  et  $h_2(x)$ ,  $r_1$  et  $r_2$  fois jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes. Par dérivation successive nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) \cdot u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) \cdot u \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

### II.10.3 Commande par linéarisation entrée/sortie du flux et de la vitesse

Comme on a deux grandeurs de commande dans le vecteur " $u$ ", il est donc possible de décomposer le modèle en deux sous systèmes, on choisit comme grandeurs de sortie : la vitesse et le flux rotorique.

$$Y(x) = \begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_r^2 \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3^2 + x_4^2 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

### II.10.3.1 Degré relatif

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

#### a) Degré relatif de flux

La dérivée de Lie pour la norme de flux au carré est donné par :

$$\begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) u_{s\beta} \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2.M}{T_r} \cdot H_1 - \frac{2}{T_r} \cdot \phi_r^2 \\ L_f^2 h_1(x) = 2 \cdot \left(\frac{M^2}{T_r^2}\right) \cdot H_3 - \left(\frac{2.M.\gamma}{T_r} + \frac{6.M}{T_r^2}\right) \cdot H_1 + \frac{2.p.M}{T_r} \cdot x_5 \cdot H_2 + \left(\frac{4}{T_r^2} + \frac{2.M.K}{T_r^2}\right) \cdot \phi_r^2 \\ L_{g_1} L_f h_1(x) = 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_3 \\ L_{g_2} L_f h_1(x) = 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_4 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

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

#### b) Degré relatif de la vitesse

La dérivée de Lie pour la vitesse est donné par :

$$\begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} h_2(x) u_{s\beta} \\ \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f h_2(x) = \eta \cdot H_2 - \frac{c_r}{J} \\ L_f^2 h_2(x) = -\eta \left( \gamma + \frac{1}{T_r} \right) \cdot H_2 - \eta \cdot K \cdot p \cdot x_5 \cdot \phi_r^2 - \eta \cdot p \cdot x_5 \cdot H_1 \\ L_{g1} L_f h_2(x) = -\frac{p \cdot K}{J} \cdot x_4 \\ L_{g2} L_f h_2(x) = \frac{p \cdot K}{J} \cdot x_3 \end{array} \right. \quad (II.41)$$

Le degré relatif associé à la grandeur  $y_2$  est  $r_2 = 2$ .

Où :  $H_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4$  ;  $H_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4$  ;  $et H_3 = x_1^2 + x_2^2$  ;

L'ordre de la dynamique interne associée à cette linéarisation est égale à :

$$n - (r_1 + r_2) = 1 \quad (II.42)$$

$n$ : Est l'ordre du système à contrôler ( $n = 5$ )

### II.10.3.2 Linéarisation du système

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les dérivées des sorties. On obtient :

$$\begin{pmatrix} \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{pmatrix} = \Delta_o(x) + \Delta(x) \cdot \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (II.43)$$

Avec :

$$\Delta_o(x) = \begin{pmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} \quad (II.44)$$

$$\Delta(x) = \begin{pmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_3 & 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_4 \\ -\frac{p \cdot K}{J} \cdot x_4 & \frac{p \cdot K}{J} \cdot x_3 \end{pmatrix} \quad (II.45)$$

Donc :

$$\text{Det}(\Delta(x)) = \frac{2.p.R_r.K^2}{J} \cdot \phi_r^2 \quad (\text{II.46})$$

La matrice  $\Delta(x)$  est inversible Pour  $(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0)$ , sauf quand le moteur est à l'arrêt[2], il faudra par conséquent prévoir une procédure spéciale pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux[9,14]. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état du moteur est donnée par:

$$\begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} = \Delta^{-1}(x) \cdot \left( -\Delta(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right) \quad (\text{II.47})$$

Donc ;

$$\begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} = \Delta^{-1}(x) \cdot \begin{pmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Cette transformation non linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties  $h_1$  et  $h_2$  d'être linéaires et découplées à l'aide de nouvelles commandes  $v_1$  et  $v_2$ .

Le vecteur  $\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$  représente une consigne externe du système linéarisé.

#### II.10.4 Synthèse des régulateurs

Dans le but d'une poursuite de la trajectoire de référence de la vitesse  $\Omega_{ref}$  et de flux  $\phi_{ref}$  ces variations  $v_1$  et  $v_2$  sont calculées de la manière suivante :

$$v_1 = \ddot{\phi}_{ref} + k_{2phi}(\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r) + k_{1phi}(\phi_{ref} - \phi_r) \quad (\text{II.49})$$

$$v_2 = \ddot{\Omega}_{ref} + k_{2w}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + k_{1w}(\Omega_{ref} - \Omega) \quad (\text{II.50})$$

En boucle fermée l'erreur de poursuite est donnée par :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{2phi}\dot{e}_1 + k_{1phi}e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{2w}\dot{e}_2 + k_{1w}e_2 = 0 \end{cases} \quad (II.51)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_1 = \phi_{ref} - \phi_r \\ e_2 = \Omega_{ref} - \Omega \end{cases} \quad (II.52)$$

Les coefficients  $k_{1phi}$ ,  $k_{2phi}$ ,  $k_{2w}$  et  $k_{1w}$  sont choisis tels que les deux polynômes  $s^2 + k_{2phi}s + k_{1phi}$  et  $s^2 + k_{2w}s + k_{1w}$  soient des polynômes d'Hurwitz (possédant des racines à partie réelle négative) [9, 10,13]. Ces coefficients sont calculés pour un placement de pôles, cette technique concerne d'imposer les valeurs de  $\varepsilon$  et  $\omega_n$  pour déterminer ces coefficients, dans notre travail on a opté pour:  $\varepsilon = 1$ ,  $\omega_{nphi} = 150$ ,  $\omega_{nw} = 40$ .

### II.10.5 Simulation

Dans cette simulation, dont le schéma est illustré par *la figure (II.5)*, le processus est composé par :

- 1- Un moteur asynchrone dont les paramètres sont réunis dans l'annexe A,
- 2- Régulateurs calculés précédemment,
- 3- Charge mécanique comportant le couple nominal de la machine appliqué à 0.5 seconde,
- 4- Pour l'alimentation du moteur, on a fait abstraction à l'onduleur se basant sur l'hypothèse d'avoir une fonction de transfert unitaire en vue de simplifier l'élaboration de la technique.

### II.10.6 Schéma de simulation

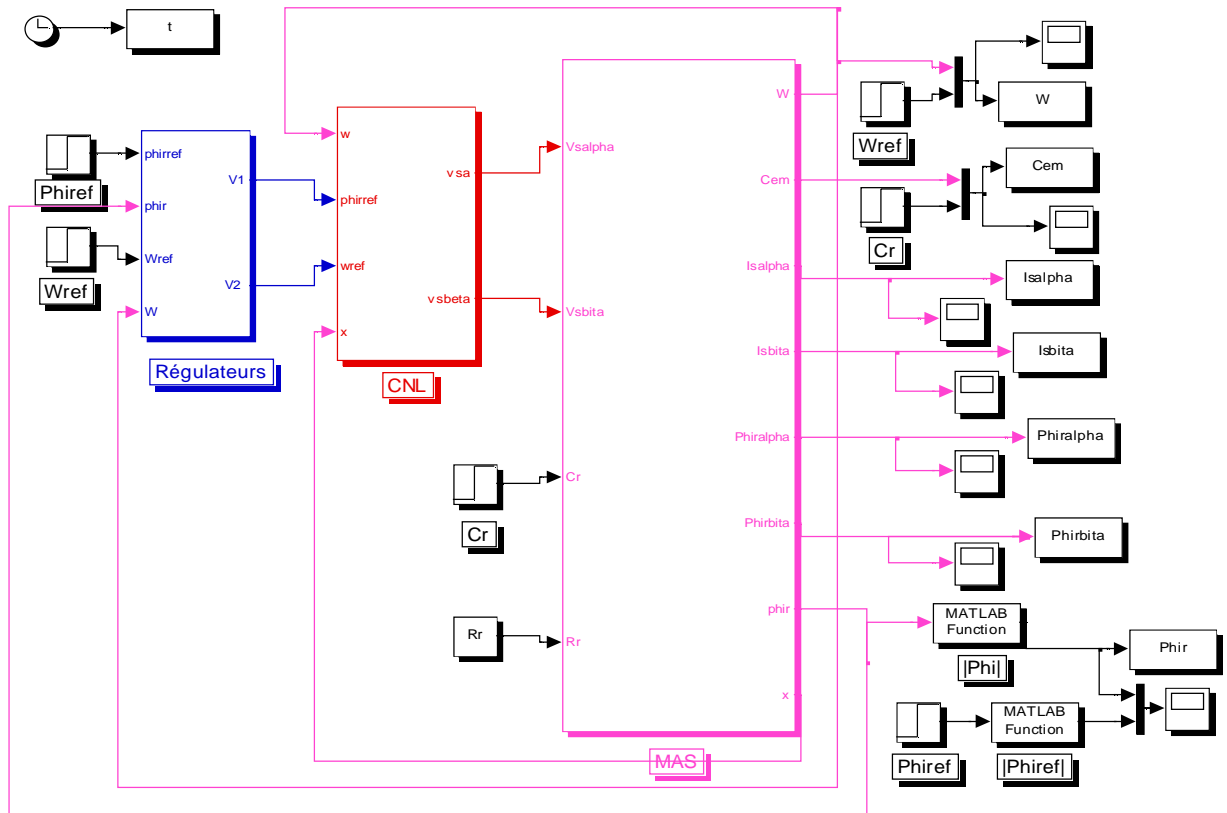
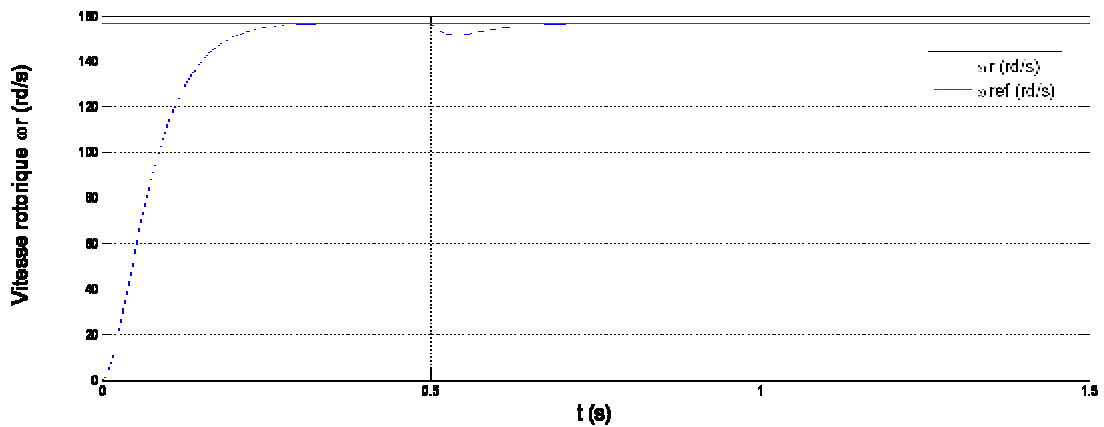
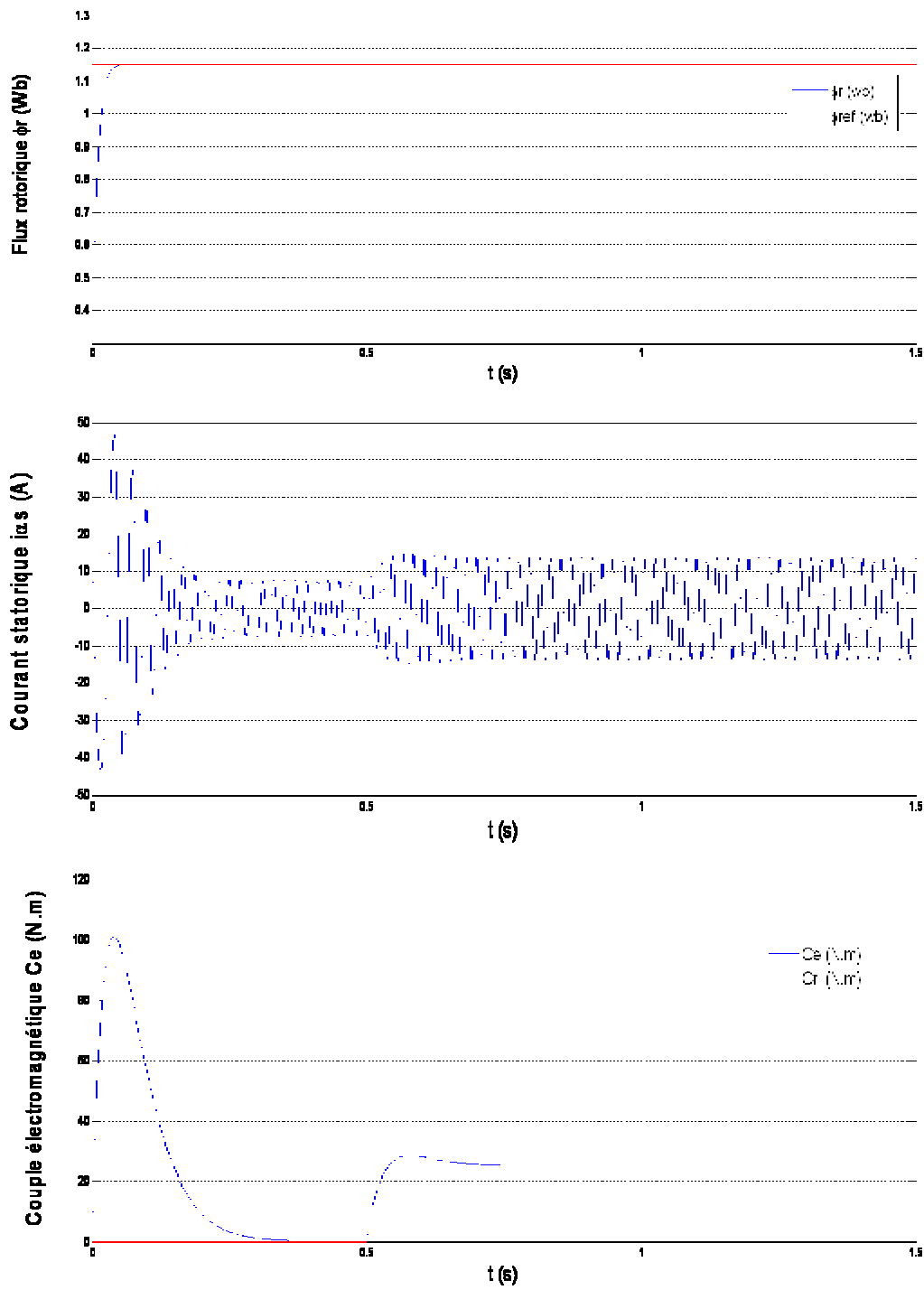


Figure (II.5) : Schéma bloc de la commande non linéaire de la MAS

II.10.7 Résultats de simulation

La simulation est effectuée pour un démarrage à vide suivi d'une insertion de la charge nominale (25Nm) à  $t=0.5s$ . Les résultats de simulation sont représentés dans la figure (II.6).





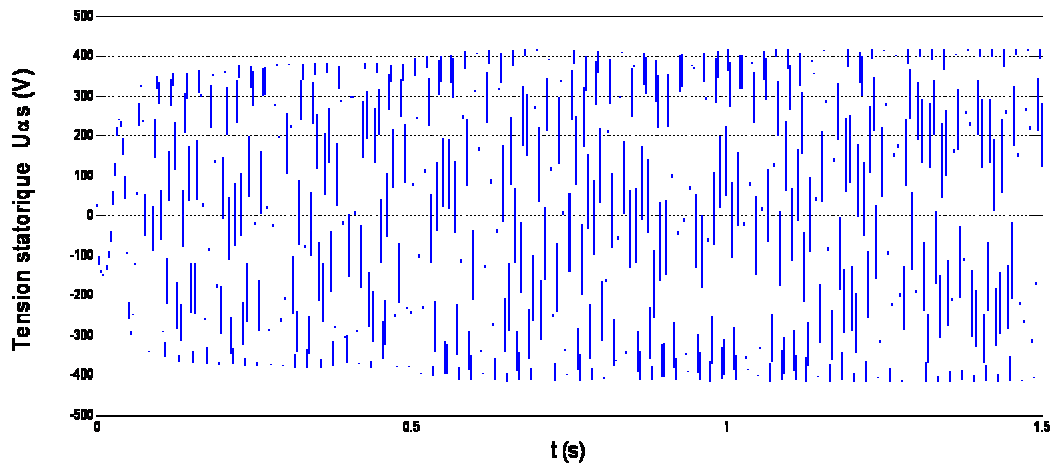


Figure (II.6) : Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MAS

#### Ø La vitesse

La vitesse est obtenue sans dépassement et elle atteint la référence (157rd/s) après un régime transitoire, malgré une chute qui est due à l'introduction de la charge, sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique et le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse.

#### Ø Le flux rotorique

Le flux rotorique reste constant d'amplitude 1.15web (la valeur de référence), Après un régime transitoire durant 7ms.

#### Ø Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire où son amplitude maximale est égale 100Nm (couple de démarrage), à  $t=0.5s$  (le moment d'introduction de la charge), le couple tend vers la valeur du couple de charge (25Nm) pour le compenser.

#### Ø Le courant statorique

Le courant statorique a le même comportement que le couple, après un régime transitoire le courant prend la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

**Ø La tension statorique**

La tension statorique, après le régime transitoire, se présente sous forme sinusoïdale à une amplitude constante et supportable par les enroulements de la machine après l'introduction de la charge, ce qui peut mener à une réalisation faisable pratiquement.

**II.10.8 Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté quelques généralités sur les systèmes linéaires et les systèmes non linéaires, ainsi des notions mathématiques (Dérivées de Lie, degré relatif ...) à suivre pour la linéarisation. On a vu que cette technique de linéarisation au sens entrée-sortie est basée sur l'idée de transformer un système non linéaire en un système linéaire, puis appliquer le retour d'état pour obtenir une relation linéaire entre la sortie et une nouvelle entrée.

Comme la machine asynchrone présente un bon exemple du système non linéaire, l'application de l'une des structures de la CNL (la commande par flux vitesse) a été portée sur le modèle réduit de cette machine dans le référentiel lié au stator.

On est arrivé à démontrer que ce type de modèle admet une linéarisation partielle avec une dynamique interne. Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande non linéaire permet de découpler le réglage de la vitesse et du flux et cela durant les deux régimes de fonctionnement transitoire et permanent (avantage de la CNL) de la machine. De même, le modèle ainsi linéaire est rempli au moyen de la technique de régulation appropriée aux systèmes linéaires telle que placement de pôles.

Enfin, on peut dire que cette technique est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoire et aux problèmes de stabilisation, comme le cas de la machine asynchrone qui a fait l'objet de notre étude.

### III.1 Introduction

Dans le présent chapitre, nous allons procéder à la présentation des caractéristiques dynamiques de la commande non linéaire, et cela en vue d'évaluer son influence dessus. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de cette méthode de contrôle selon les impositions des cahiers de charges à chaque système de vitesse variable.

Donc, la commande est dite robuste si elle peut répondre aux exigences à savoir [2],[8];

- Meilleures performances statiques et dynamiques en présence de perturbations de diverses natures,
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle (flux et vitesse),
- Meilleurs rejets de perturbations (couple de charge),
- Insensibilité aux variations paramétriques (résistances principalement),
- Evolutions des courants dans les limites admissibles sans oscillations fortes sur le couple,
- Moindre complexité vis-à-vis de l'implantation (objectif de coût).

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de cette technique non linéaire, sa structure est alors simulée en mode de variateur de vitesse pour une variation sur la résistance rotorique et la vitesse de rotation, aussi avec application et suppression de charge.

### III.2 Variation de la vitesse

Comme la machine peut fonctionner dans les deux sens et avec différentes vitesses, selon le besoin. La robustesse de la commande est testée pour un fonctionnement du moteur en charge après un démarrage à vide, telle qu'on fait passer la vitesse de 157rd/s à une faible vitesse 25rd/s puis à la vitesse inverse valant -100rd/s comme montré sur *la figure (III.1)*.

III.2.1 Résultats de simulation

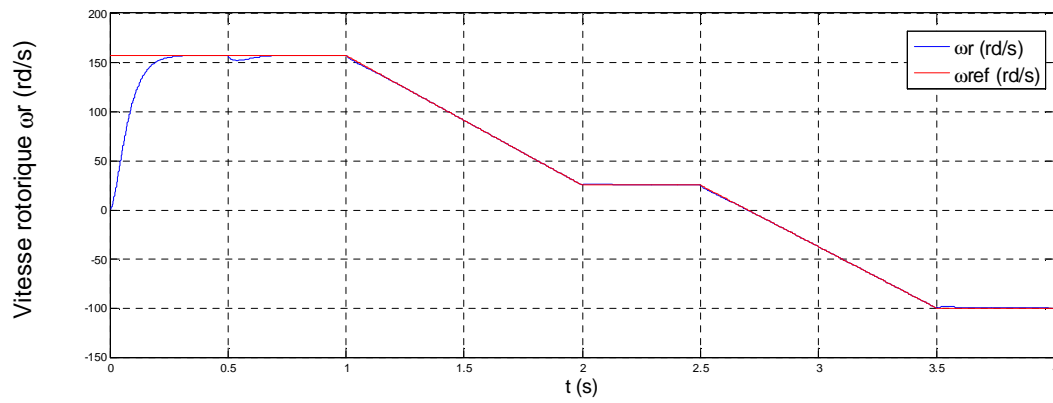
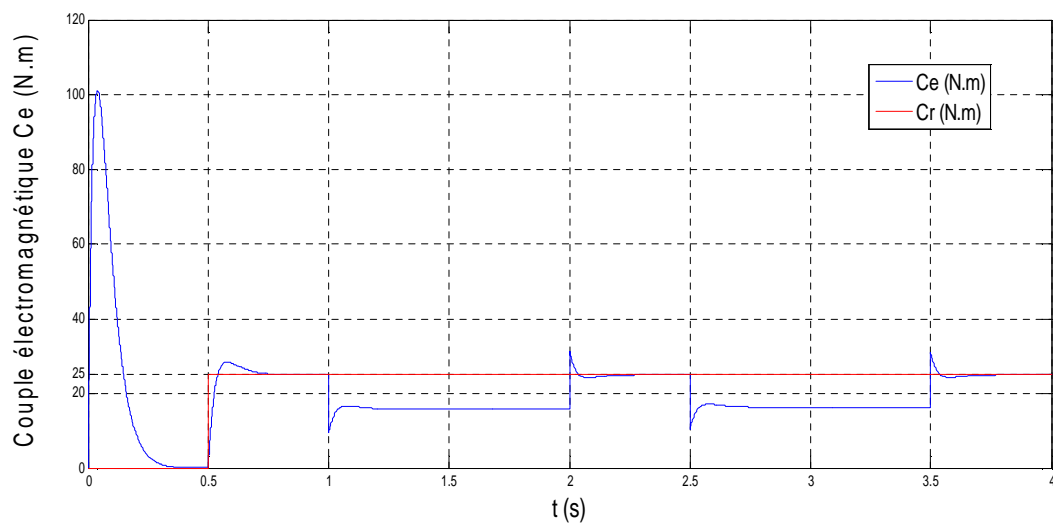
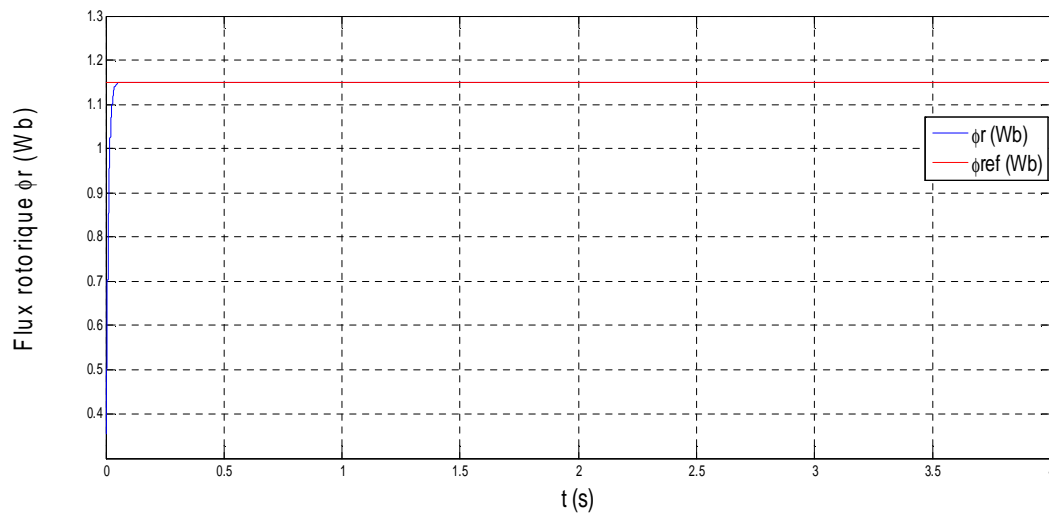


Figure (III.1) : variation de la vitesse du moteur



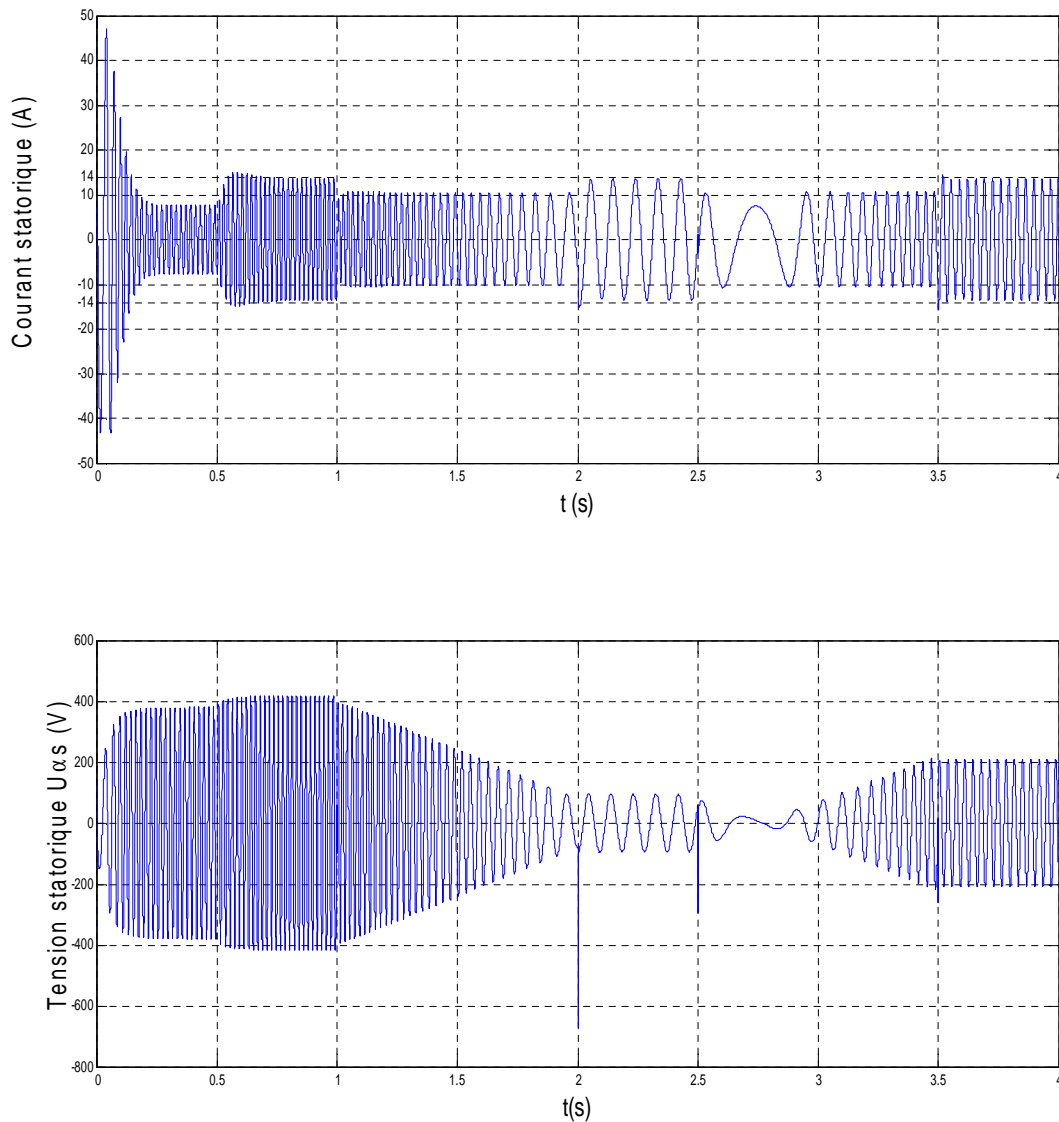


Figure (III.2) : Réponse des grandeurs électriques et électromagnétiques

### III.2.2 Interprétation des résultats

- Ø Les réponses en vitesse et en couple suivent ses nouvelles références, on observe que le couple présente des pics rapides aux instants de variation de la vitesse, puis il rejoint sa valeur de référence.
- Ø Le flux reste constant après son régime transitoire, malgré la variation de sens de rotation, et il suit parfaitement sa consigne.

- Ø Au moment de passage à faible vitesse la fréquence de courant statorique diminue et à l'instant de l'inversion de la vitesse on voit une perturbation du courant jusqu'à établissement du régime permanent.

### III.2.3 conclusion

Il apparait que la technique présente de bonne performance pour le démarrage et le rejet de perturbation et une bonne poursuite aux valeurs de références.

### III.3 Variation de la résistance rotorique

Les paramètres de la machine asynchrone varient dans le temps avec la variation de la température au cours du fonctionnement de la machine, puisque le rotor est en court-circuit le courant rotorique est très fort, il génère un grand échauffement au niveau du rotor alors que la résistance rotorique à une grande variation qui peut atteindre (dans le pire des cas) deux fois sa valeur nominale. L'insensibilité de la technique de commande contre les variations paramétriques est testée pour une augmentation sur la résistance rotorique.

#### III.3.1 Résultats de simulation

Le comportement du régulateur a été simulé avec des paramètres faux, donc avec une augmentation de 50% sur la résistance rotorique pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide.

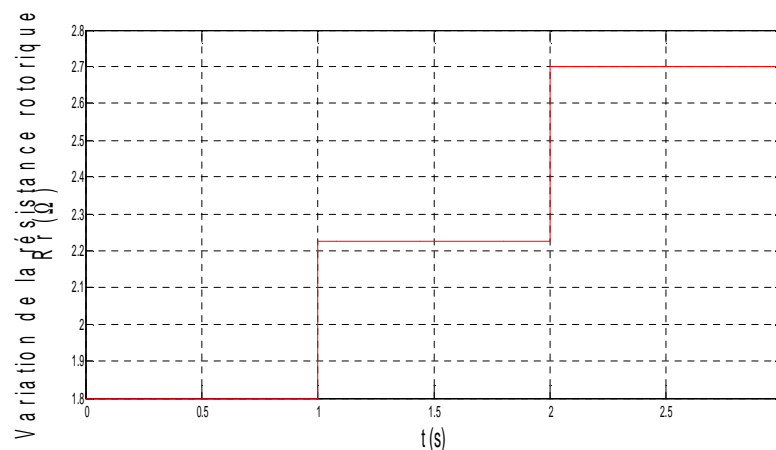


Figure (III.3) : Variation de la résistance rotorique



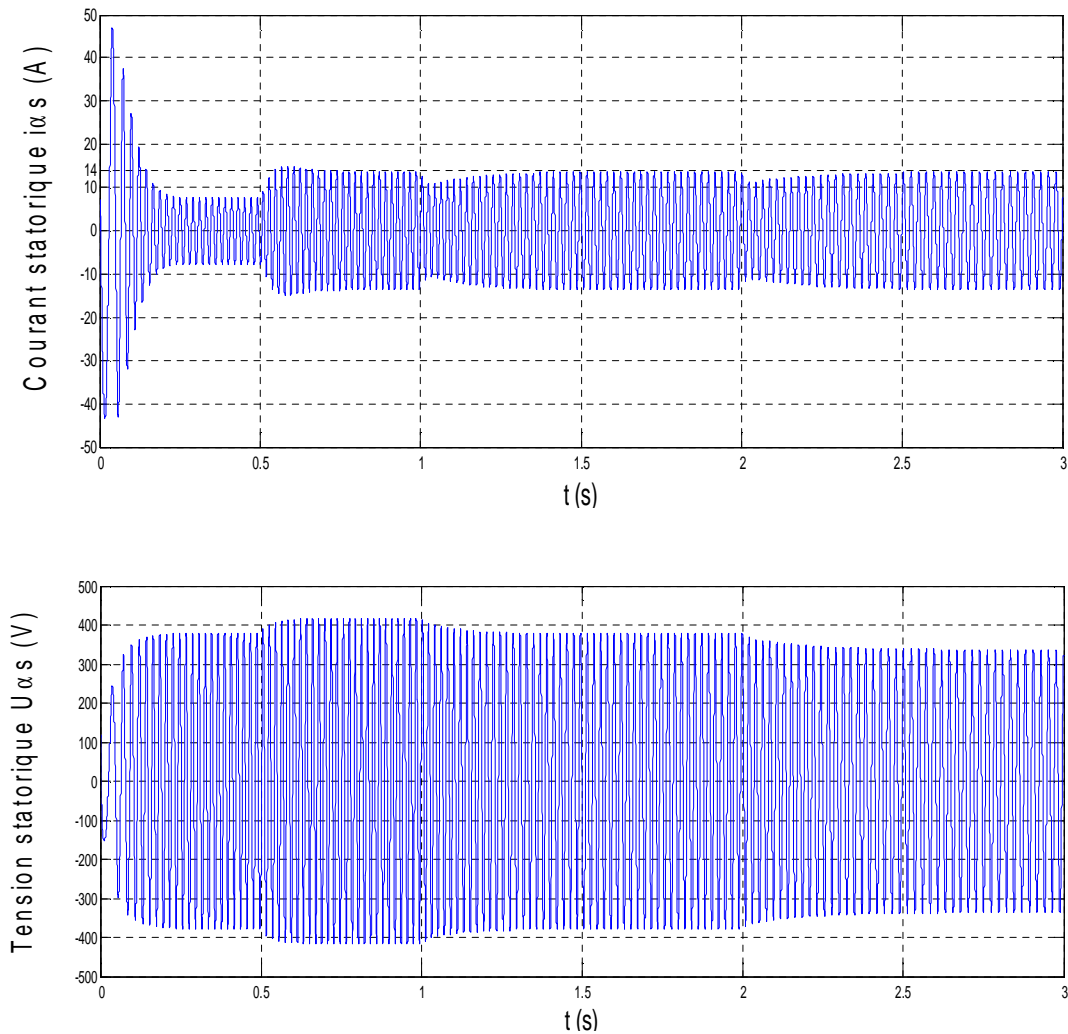


Figure (III.4) : Réponse des grandeurs électriques et électromagnétiques

### III.3.2 Interprétation des résultats

- ∅ La réponse en vitesse avec la variation de la résistance rotorique ne suit pas la référence, l'erreur sur la vitesse augmente avec l'augmentation de la résistance rotorique.
- ∅ Le flux rotorique reste constant d'amplitude  $1.15\omega_{\text{ref}}$  jusqu'à la deuxième variation de  $R_r$  qui infecte la poursuite du flux de référence et en induit une erreur qui augmentera avec l'échauffement de la machine, ce qui rompt le découplage couple-flux.
- ∅ Le couple électromagnétique, présente des pics aux instants de la variation de la résistance rotorique puis rejoint sa valeur de référence.

- ∅ Le courant statorique a le même comportement que le couple, après un régime transitoire le courant prend la forme sinusoïdale d'amplitude variant en fonction de la charge dans sa limite nominale.

### III.3.3 conclusion

Pour une augmentation de la moitié sur la résistance rotorique, la réponse obtenue avec la commande non linéaire et représentée par *la figure (III.4)* est détériorée, ce qui est indiqué par une erreur d'amplitude très importante sur le flux et la vitesse, soulignant ainsi la rupture du découplage entre le couple et le flux.

### III.4 L'application et la suppression du couple résistant

La simulation est effectuée pour un démarrage à vide, à  $t=0.5s$ , on introduit un couple de charge de 25 Nm, ensuite nous éliminons le couple de charge à  $t=2s$ , voir *la figure(III.5)*.

#### III.4.1 Résultats de simulation

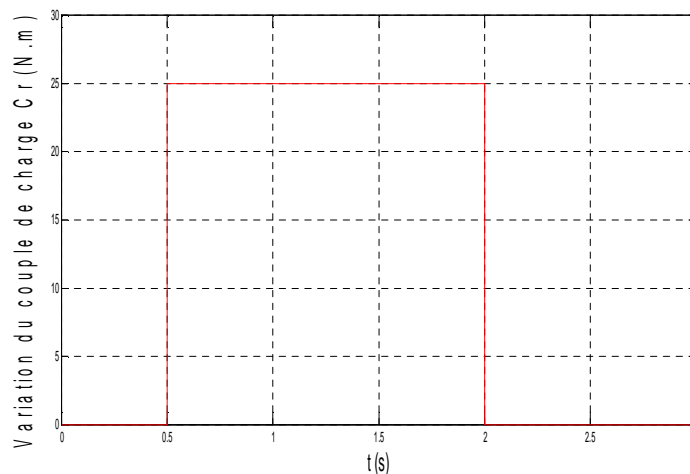
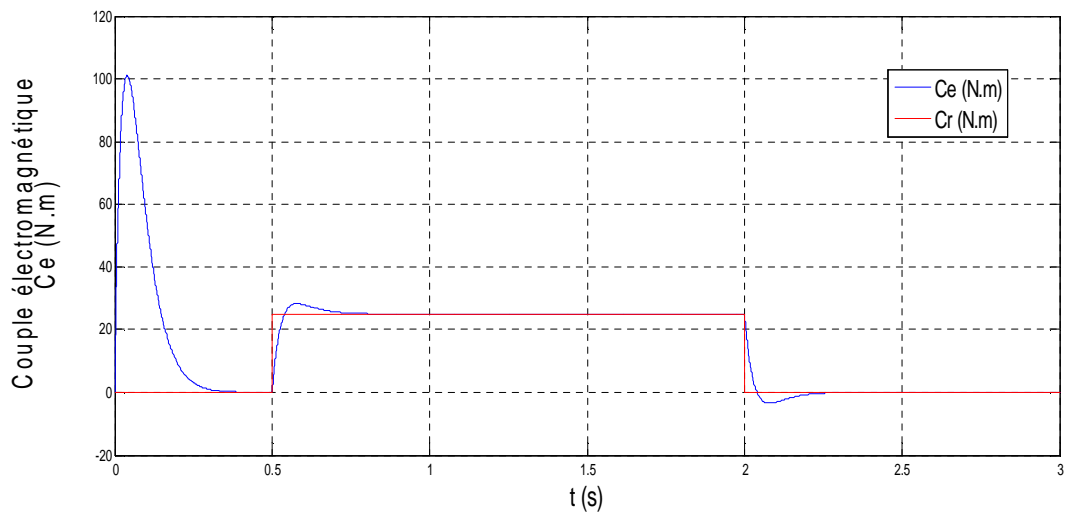
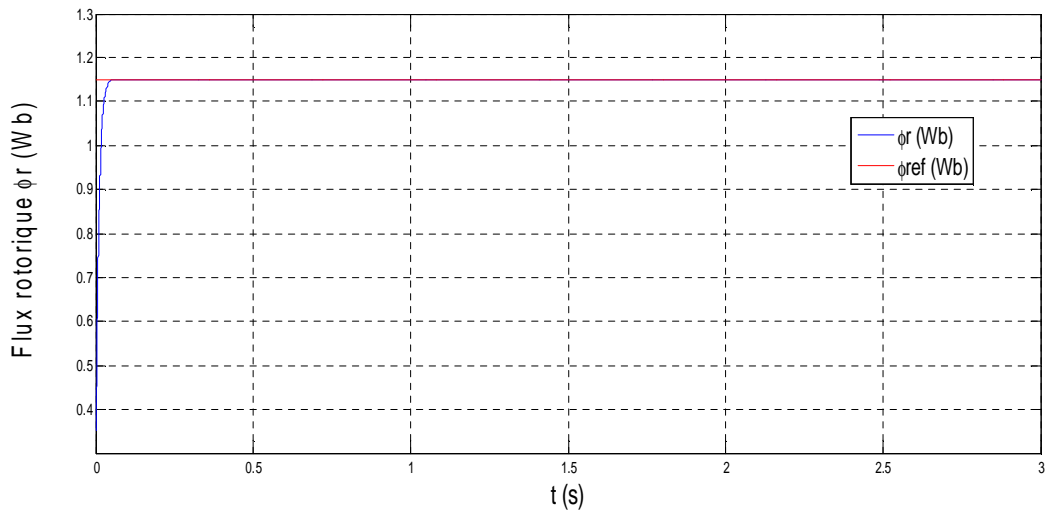
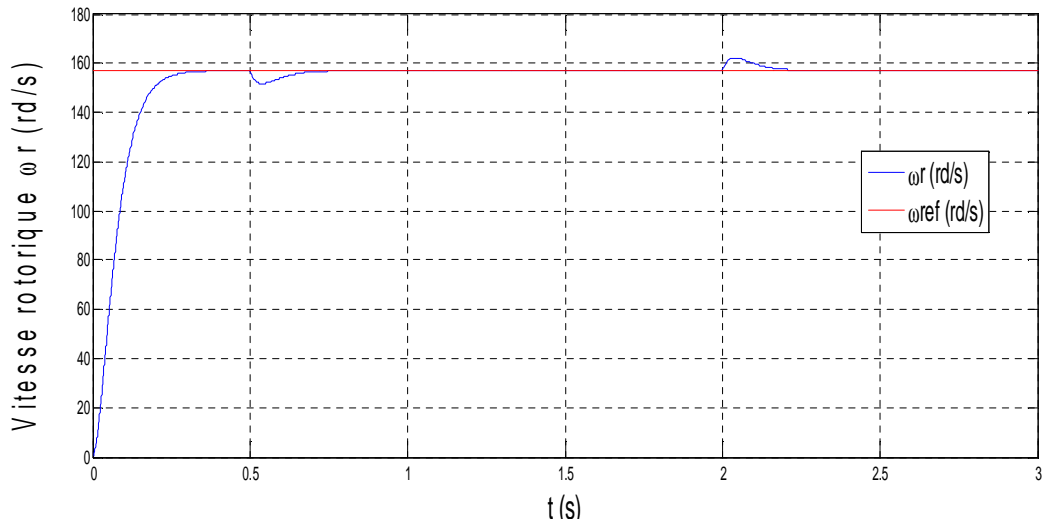


Figure (III.5) : Variation du couple de charge



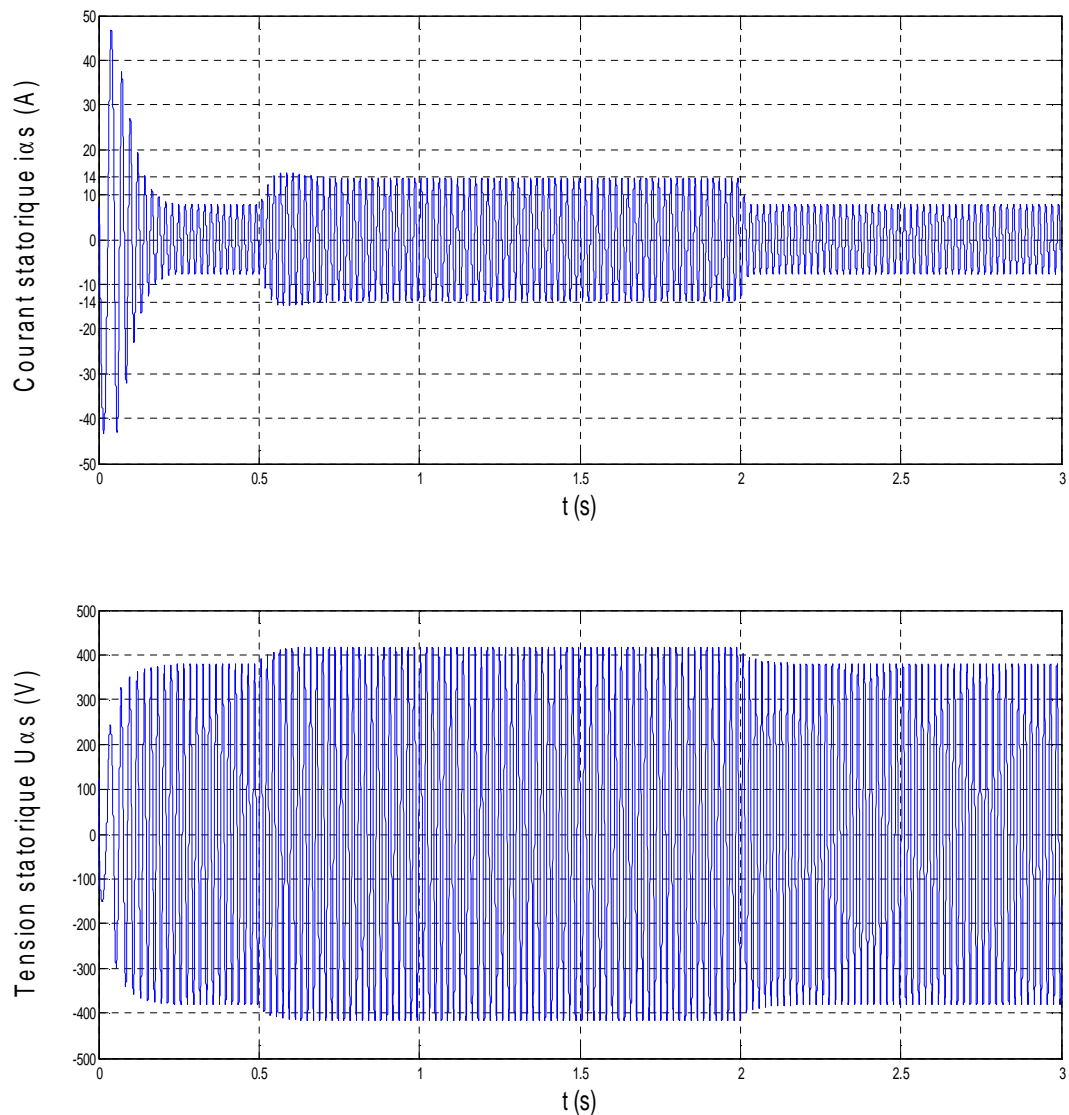


Figure (III.6) : Réponse des grandeurs électriques et électromagnétiques

#### III.4.2 Interprétation des résultats

- Ø La réponse en vitesse, présente une bonne poursuite à la valeur de référence, en régime transitoire, et à l'application de la charge à ( $t=0.5s$ ), on observe une légère diminution de la vitesse qui rejoint sa valeur de référence, et lors de la suppression de la charge à ( $t=2s$ ), on remarque un faible dépassement puis la vitesse s'établit à sa valeur de référence.

- ∅ Le flux rotorique reste constant d'amplitude 1.15web, Après un régime transitoire, faisant preuve d'une parfaite poursuite.
- ∅ Le couple électromagnétique, présente de faibles dépassements au démarrage, puis il se stabilise autour de zéro. A l'instant de l'application de la charge, le couple rejoint la valeur de référence et à l'instant de la suppression de la charge ( $t=2s$ ) présente un pic puis il s'annule.
- ∅ Le courant statorique suit parfaitement la variation de la charge.
- ∅ Durant les trois tests, les tensions de commande sont d'amplitude acceptable et suivent une variation normale en fonction de la charge, par conséquent, elles ne présentent pas de risque sur la machine.

#### III.4.3 conclusion

La variation du couple de charge n'affecte pas le flux, ce qui nous a permis d'affirmer que le découplage entre les deux grandeurs le couple et le flux rotorique est parfaitement réalisé.

#### III.5 Conclusion

Les tests effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties assure une bonne robustesse vis-à-vis des perturbation externes (charge), et garde la propriété de découplage parfait entre le flux et le couple, donc la commande d'une seule sortie à partir une seule entrée, ce qui permet d'avoir des performances vraiment similaires à celles de la machine à courant continu, cependant l'inconvénient majeur est la sensibilité de la commande pour les variations paramétriques qui sont dues aux choix des paramètres des régulateurs car ces derniers sont effectués par l'utilisation de la méthode de placement des pôles qui s'est avérée 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.

# Conclusion générale

*Ce travail, nous a permis d'élaborer la commande non linéaire de la machine asynchrone triphasée.*

*Pour ce faire, on a procédé au premier lieu, à présenter le modèle mathématique décrivant la machine asynchrone dans le repère lié au stator, par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé appliquant la transformation de PARK, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'états de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.*

*Pour observer le comportement des grandeurs de la MAS, à savoir le couple électromagnétique, le flux, et le courant statorique ainsi que la vitesse de rotation, on a effectué un essai de simulation sous MATLAB SIMULINK en régime de fonctionnement à vide et avec application du couple résistant nominal.*

*La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basé sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure la commande de vitesse et du flux séparément.*

*Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaite et le rejet de perturbation est efficace.*

*L'efficacité et la robustesse de cette commande sont mises à l'épreuve à l'aide de tests visant plusieurs variations touchant au premier lieu la vitesse, la résistance rotorique et au dernier*

lieu le couple de charge. On a remarqué que les variations inhérentes au fonctionnement normal de la machine asynchrone et les non linéarités qui en résultent peuvent éloigner de manière notable la dynamique de la machine de son fonctionnement optimal, l'identification en ligne des paramètres s'avère indispensable.

Dans le cadre de la commande de la machine asynchrone, plusieurs travaux se sont basés sur l'adaptation du couple de charge et de résistance rotorique. L'extension de cette approche à la variation de résistance statorique [8] comme remède, puisque malgré ses inconvénients c'est une commande qui demeure très attractive et qui est utilisée dans le développement de contrôleurs robustes y compris le contrôle des hélicoptères, des avions à hautes performances, robots industriels et des appareils médicaux[1].

### *Perspectives :*

Le sujet est loin d'être épuisé. Plusieurs problèmes restent encore ouverts et de nouveaux chemins de recherche s'ouvrent. En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives, qui se traduisent par:

- Ø L'introduction d'un observateur avec adaptation paramétrique,
- Ø L'adjonction de l'onduleur,
- Ø L'application de la commande à la machine synchrone,
- Ø Comparaison avec la commande en couple-vitesse, ou couple-flux,
- Ø Positionnement de la commande non linéaire par comparaison à d'autres commandes.

## *Annexe A*

### *Paramètres et Caractéristiques de la MAS utilisée [1,2]*

#### *1- Caractéristiques*

$$V_n = 220/380V$$

$$I_{sn} = 15/8A$$

$$f_s = 50Hz$$

$$\Omega_s = 1500tr/min$$

$$\cos \varphi_n = 0.8$$

$$C_{rn} = 25N.m$$

#### *2- Paramètres*

$$R_s = 1.2\Omega$$

$$R_r = 1.8\Omega$$

$$L_s = 0.1586H$$

$$L_r = 0.1559H$$

$$M = 0.15H$$

$$J = 0.07Kg.m^2$$

$$p = 2$$

$$K_f = 0$$

## Bibliographie :

- [1] **Z.Kahil,H.Latreche** «Commande par retour d'état non linéaire d'un moteur asynchrone»Thèse d'ingénieur, Université de M'sila, 2006.
- [2] **L.Djalab,F.Aichouche** «Commande non linéaire d'une machine à induction»Thèse d'ingénieur, Université de M'sila, 2008.
- [3]**B.Smail**« *Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par laTechnique PSO ParticleSwarmOptimization* », *Université, BATNA ,2009.*
- [4] **B.RACHID, D -KHALEF** «Commande de la machine asynchrone triphasée à cage D'écureuil» Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2006.
- [5] **A. Merbat**« commande non linéaire à modèle prédictif pour une machineasynchrone ».Thèse de Doctorat, université Québec –Chicoutimi, 2007.
- [6] **B.Hamzza, H.MohammedSaid** «Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone» Mémoire Master, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2010.
- [7] **H .Hakimeche** «Commandelinéarisante continue des systèmes non linéaires» MémoireIngénieur en électronique, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.
- [8]**C. Canudas de Wit** «Modélisation contrôle vectoriel et DTC »Commande des moteurs Asynchrones-1 », Edition HERMES Science Europe, Paris 2000.
- [9]**L. Bakhouche** « Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de lamachine asynchrone ». Thèse de magister, université Ferhat Abbas-Sétif, 2009.
- [10]**S. Meziane**« Commande Adaptative et prédictive de la machine asynchrone ». Thèse de Doctorat, université Mentouri-Constantine, 2009.
- [11]**A .Bentaalah, A.Meroufel, A.Massoum, A.Bendaoud**« Réglage et linéarisation entrée-sortie d'une machine asynchrone alimentée en tension ». Université Liabes-Sidi Bel Abbes, 2008.

- [12] *A. Bentaalah, A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes* « linéarisation entrée/sortie et Réglage d'une machine asynchrone alimentée en courant ». Université Liabes-Sidi Bel Abbes, 2007.
- [13] *D. Lahouel* « Commande non linéaire Adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents ». Thèse de magister, université de Batna, 2009.
- [14] *C. Canudas de Wit* « Optimisation discrétisation et observateurs » Commande des moteurs asynchrones 2, Edition HERMES Science Europe Ltd, Paris 2000.
- [15] *L. Ben Amor* « commande non linéaire d'un moteur à reluctance variable ». Thés (Ph.D), université Montréal, 1996.
- [16] *M. Tarbouchi* « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé ». Thèse (Ph,D), université Québec, 1997.
- [17] *A. Kaddouri* « étude d'une commande non linéaire Adaptative d'une machine synchrone à aimant permanents ». Thèse (Ph, D), université Laval- Québec, 2000.
- [18] *O. Kaced* « commande multi-échantillonner des systèmes non linéaire application à un moteur asynchrone ». Thèse d'ingénieur, U.M.M.TO, 2002.

La machine asynchrone est un système multi variable, non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Comme elle est de loin la plus utilisée dans les applications requérant la variation de vitesse, sa nature non linéaire rend sa commande compliquée. L'objectif de ce mémoire est l'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie, au moteur asynchrone.

Elle permet de découpler et de linéariser le modèle du moteur asynchrone. Le contrôle de la vitesse et du flux est effectué par des régulateurs PI classiques.

L'algorithme de commande par linéarisation défini est mis en valeur par des tests de simulation