

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



**UNIVERSITE DE M'SILA**  
**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU**  
**DIPLÔME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**  
**SPECIALITE: COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**THEME**

---

**Commandes non linéaires de la machine asynchrone**

---

**Proposé et dirigé par :**

**Dr :H.BENDERRADJI**

**Présenté par :**

**- SAHRAOUI Mebarek**

**Année Universitaire: 2012/2013**

**N° d'ordre : 86**

# Remerciement

*A l'issue de cette étude, je remercie **ALLAH** clément et miséricordieux tout puissant qui m'a donné tant de courage, de volonté, de patience, de force, de sagesse et d'abnégation pour mener à terme ce mémoire.*

*C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que je remercie mon encadreur  
**Mme :H.BENDERRADJI**  
pour avoir accepté de m'encadrer, pour son aide, Son soutien, ses conseils et ses encouragements.*

*Mes sincères remerciement à l'ensemble des enseignants et le chef de département qui ont contribué à notre formation avec beaucoup de dévouement et de compétence en n'oubliant jamais les personnes qui ont participés de près ou de loin à ce modeste travail.*

SAHRAOUI Mebarek

---

# *Dédicace*

Je dédie ce modeste travail à :

La personne la plus chère dans le monde, la lumière de ma vie, la source de tendresse, celle qui a sacrifié et a souffert les plus belles années de sa vie pour me voir un jour réussir :

♥♥ **Ma chère mère** ♥♥

A **mon cher père**, le plus noble qui par son courage a consacré tous *ses effort, et ses moyens pour m'aider à accomplir* ce mémoire, et pour me faire réussir.

A mon cher frère  
A mes chères *sœurs*  
A ma chère grande mère  
A mes chers oncles et tantes.  
A mon aimes Brahim BEDDAR



***SAHRAOUI Mebarek***

<b>CHAPITRE I</b>		
Figure (I-01)	Machine asynchrone.	04
Figure (I-02)	Modèle d'une machine asynchrone triphasée.	05
Figure (I-03)	Passage de système triphasé au système biphasé	09
Figure (I-04)	Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel ( $\alpha \beta$ )	12
Figure (I-05)	Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)	13
Figure (I-06)	Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel(d q)	13
Figure (I-07)	Représentation d'un estimateur de flux	14
Figure (I-08)	Résultat de simulation du modèle de la MAS à vide	18
Figure (I-09)	Résultat de simulation du modèle de la MAS en charge	17
<b>CHAPITRE II</b>		
Figure (II-01)	Schéma de principe de la linéarisation entrée sortie	24
Figure (II-02)	Schéma bloc du système linéarisé	26
Figure (II-03)	Dynamique du système linéarisé	27
Figure (II-04)	Test de robustesse avec variation de la charge	31
Figure (II-05)	Test de robustesse avec variation de la vitesse	32
Figure (II-06)	Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique	33
<b>CHAPITRE III</b>		
Figure (III-01)	Théorie de la commande par mode de glissement	36
Figure (III-02)	Existence du mode de glissement	38
Figure (III-03)	Fonction « SAT »	40
Figure (III-04)	Fonction « SMOOTH »	41
Figure (III-05)	Représentation de la fonction « Sign »	42
Figure (III-06)	schéma block de simulation	49
Figure (III-07)	Test de robustesse avec variation de la charge	50
Figure (III-08)	Test de robustesse avec variation de la vitesse	51
Figure (III-09)	Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique	52
Figure (III-10)	Les surfaces de glissement, du flux et de la vitesse	53

**Table des notations et symboles**

MAS	Machine asynchrone
R ,S	Indices correspondants au stator et au rotor
A ,B ,C	Indices correspondants au trois phases A, B, C
$\theta_{obs}$	Angle d'observation de la matrice de PARK
$\theta_r$	Angle électrique rotorique
$\theta_s$	Angle électrique statorique.
$\theta_g$	Angle électrique de glissement.
V	Tension.
I	Courant.
$\phi$	Flux.
$R_s$	Résistance statorique
$R_r$	Résistance rotorique
$L_s, L_r$	inductance cyclique statorique et rotorique par phase.
$M_{sr}$	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase rotor
$M$	Inductance mutuelle cyclique
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante.
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$\Omega$	Vitesse mécanique.
$\Omega_s$	vitesse de rotation statorique
$\Omega_r$	vitesse de rotation rotorique
$M_0$	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondante du rotor
$p$	Nombre de paires de pôles.
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux.
$f_{r\Omega}$	Terme de couple de frottement visqueux
$T_s, T_r$	Constante de temps statorique et rotorique.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de blondel.
$(\alpha, \beta)$	Axes correspondant au référentiel lie au stator.
$(d, q)$	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.
$(x; y)$	Axes correspondant au référentiel lie au stator
$(u, v)$	Axes du système biphasé
$P(\theta)$	Matrice de PARK.
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de PARK inverse
[A]	matrice d'évolution d'état du système
[B]	matrice de système de commande.
[U]	matrice de commande
S	Surface de glissement
V	Fonction de Lyapunov
$g$	Glissement
SSV	System a structure variable
CSV	Commande a structure variable

## Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>02</b>
<b>CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone</b>	
I.1 Introduction.....	03
I.2 Génialité sur les machines Asynchrones triphasés.....	03
I.2.1 Définition de la machine asynchrone .....	03
I.2.2 Description du moteur asynchrone.....	04
I.2.3 Modele généralise triphasé de laM.AS .....	05
I.3 Modélisation du moteur asynchrone .....	05
I.3.1 Hypothèses simplificatrices .....	05
I.3.2 Equations électriques .....	06
I.3.3 Equations magnétiques .....	07
I.3.4 Equation mécanique.....	08
I.4 Transformation de PARK . .....	08
I.5 Application de la transformation de Park au modèle de la MAS.....	10
I.5.1 Equations électriques .....	10
I.5.2 Equations magnétiques .....	11
I.5.3 Equations mécaniques.....	11
I.6 Choix du référentiel .....	11
I.6.1 Référentiel immobile lie au stator .....	12
I.6.2 Référentiel immobile lie au rotor .....	12
I.6.3 Référentiel immobile lie au champs tournant .....	13
I.7 Estimateur de flux .....	14
I.8 Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
I.8.1 Choix des composants.....	15
I.9 Représentation d'état du modèle de la MAS.....	16
I.10 Présentation du système simulé .....	17
I.10.1 Résultats de simulation à vide et en charge .....	18
I.10.2 Interprétation des résultats .....	19
I.11Conclusion .....	20

## **CHAPITRE II : Commande par linéarisation entrée-sortie du moteur asynchrone**

II.1 Introduction .....	21
II.2 Historique de la commande .....	22
II.3 Avantage de la théorie entrée-sortie .....	22
II.4 Outils mathématiques .....	22
II.4.1 Gradient .....	22
II.4.2 Dérivée de Lie.....	23
II.5 La linéarisation entrée-sortie .....	23
II.5.1 Principe de la technique de linéarisation entrées-sorties .....	23
II.5.2 Système à une entrée et une sortie .....	25
II.5.3 Système à plusieurs entrées et plusieurs sorties.....	25
II.6 Application au modèle de la machine asynchrone.....	27
II.6.1 Modélisation de la machine asynchrone.....	28
II.6.2 Choix des grandeurs de sortie .....	28
II.6.3 Calcul du degré relatif .....	28
II.6.4 Linéarisation du système .....	29
II.6.5 Synthèse des régulateurs.....	30
II.7 Simulation et Interprétation de résultat.....	30
II.7.1 Test de robustesse avec variation de la charge .....	30
II.7.2 Test de robustesse avec variation de la vitesse .....	32
II.7.3 Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique.....	33
II.8 Conclusion .....	34

## **CHAPITRE III : Commande par mode glissant**

III.1 Introduction .....	35
III.2 Bref historique.....	35
III.3 Théorie de la commande par mode glissement .....	36
III.3.1-Système à structure variable.....	37
III.3.-2 Objectif de la commande par mode glissant .....	37
III.4 Notion de base.....	37
III.4.1 Conception de la commande par mode de glissement.....	37
III.4.2 Bases mathématiques de la commande à structure variable.....	37
III.4.3 Condition d'existence du mode glissant.....	38
III.4.4 Choix de la surface de glissement .....	39
III.5 La fonction de LYAPUNOV.....	39
III.6 Phénomène de chattering.....	40

III.6.1 Fonction sat .....	40
III.6.2 fonction smooth.....	40
III.7 Domaines D'Application de la commande par mode glissant .....	41
III.8 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement .....	41
III.9 Expression analytique de la commande .....	42
III.10 Commande non-linéaire par mode glissant .....	43
III.10.1 Modèle du moteur asynchrone .....	43
III.10.2 Choix des surfaces de glissements .....	44
III.10.3 Conditions de convergence.....	45
III.10.4 Loi de commande par mode glissant.....	45
III.11 Bloc de simulation.....	48
III.12 Simulation et interprétation du Résultat.....	49
III.12.1 Test de robustesse avec variation de la charge .....	49
III.12.2 Test de robustesse avec variation de la vitesse.....	<b>Erreur ! Signet non défini.1</b>
III.12.3 Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique .....	<b>Erreur ! Signet non défini.2</b>
III.13 Conclusion.....	<b>Erreur ! Signet non défini.3</b>
CONCLUSION GENERALE.....	<b>Erreur ! Signet non défini.4</b>

### Introduction Générale

Les technologies modernes des systèmes d'entraînement exigent de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composantes électroniques et microinformatique baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue. Pour toutes ces raisons, le moteur à courant continu trouve des limites d'utilisation, le moteur à courant alternatif a tendance de le remplacer dans nombreuses applications.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande non-linéaire [16]. Parmi les techniques de commande à grande performance assurant un découplage global entre les sorties à commander quelque soit les profils de trajectoires imposées à la machine, on trouve la commande non linéaire développée par "Isodori" , 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, etc.).

Toutefois, cette technique de commande précitée présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques. En effet, elle est dépendante directement du modèle de la machine, la robustesse de son algorithme de commande est remise en question. Plutôt, il est important d'utiliser des méthodes de contrôle robuste, soit linéaire ou non linéaire, telle que la commande par mode glissant.

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour

## Introduction Générale

les systèmes mal identifiés ou à paramètres variables. Cependant la nature commutante (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais, c'est-à-dire ils se fondent sur la commutation à grande vitesse parmi les valeurs de commande. Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention des lois de commande robustes et performantes

Ce mémoire est organisé de la manière suivante.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande par linéarisation entrée-sortie et nous faisons la synthèse de cette technique sur le modèle de la machine asynchrone. Une réalisation sur Simulink qui nous permet de confirmer la validité de cette méthode

Dans le troisième chapitre, on traitera des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode de glissement, après on passera à l'application de cette commande sur la machine asynchrone. ainsi une présentation des résultats de simulation sera donnée pour voir les performances de cette technique et enfin une conclusion générale sur les résultats obtenus sera donnée à la fin de ce travail.

# CHAPITRE I

# **Modélisation de la Machine Asynchrone**

## I.1. Introduction :

La modélisation des machines électriques est d'une grande importance aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, les équations de Maxwell offrent une analyse parfaite du comportement de la machine alors qu'au niveau de la commande, un modèle basé sur les équations électriques est suffisant pour sa synthèse.

Il faut noter cependant qu'il existe trois approches concernant la modélisation des machines électriques [1]:

- La modélisation de PARK basée sur les équations électriques des machines avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices conventionnelles; ce modèle est bien adapté à l'élaboration d'un algorithme de commande.

- La modélisation par réseau de permanence ou le circuit magnétique est modélisée par un circuit électrique équivalent. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commande, comme elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

- La modélisation par éléments finis, c'est la modélisation la plus précise, elle est surtout utilisée pour la conception des machines entre autres pour leurs dimensionnements.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone (MAS) avec ses hypothèses simplificatrices et sa transformation dans le système biphasé.

## I.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées:

### I.2.1 Définition

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

### I.2.2 Description de la M.A.S Triphasée

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction. La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit. La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ

tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation

$$\Omega_s = 60 \frac{f_s}{p} \quad (\text{tr/min})$$

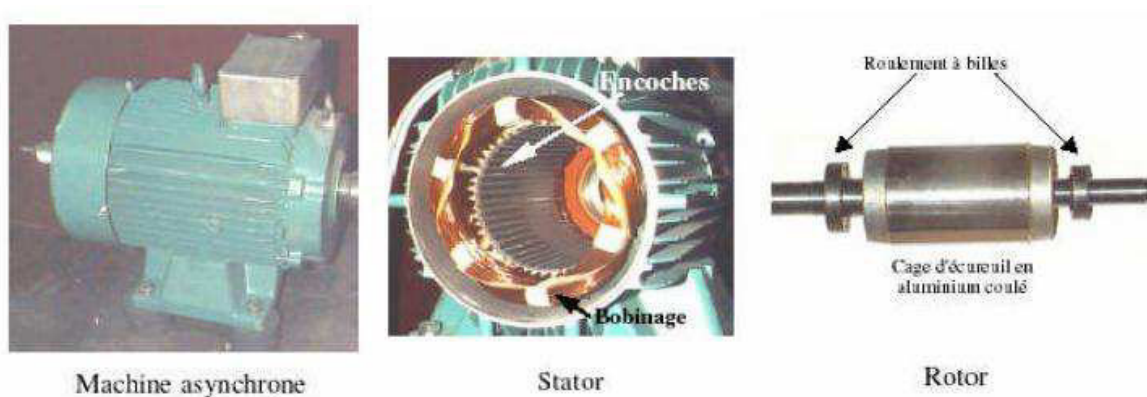
On désigne par "  $P$ " le nombre de paires de pôles de la machine. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotorique montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotorique, d'après la loi de Lenz, ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse ( $\Omega_s = \frac{\omega_r}{p}$ ) inférieur  $\Omega_s$ , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que  $\Omega_r$  est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à  $\Omega_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître  $\Omega_r$ , ou un couple résistant tendant à réduire  $\Omega_r$ , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ( $\Omega_s - \Omega_r$ )

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques [1][2][3]:



Figure(I-01) : La machine asynchrone triphasée

### I.2.3 Modèle triphasé de la MAS :

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la Figure(I-02) Les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, trois enroulements du stator :  $S_A, S_B$  et  $S_C$ , et trois enroulements du rotor :  $R_a, R_b$  et  $R_c$ , et  $\theta$ : angle entre l'axe de la phase statorique( $S_A$ )

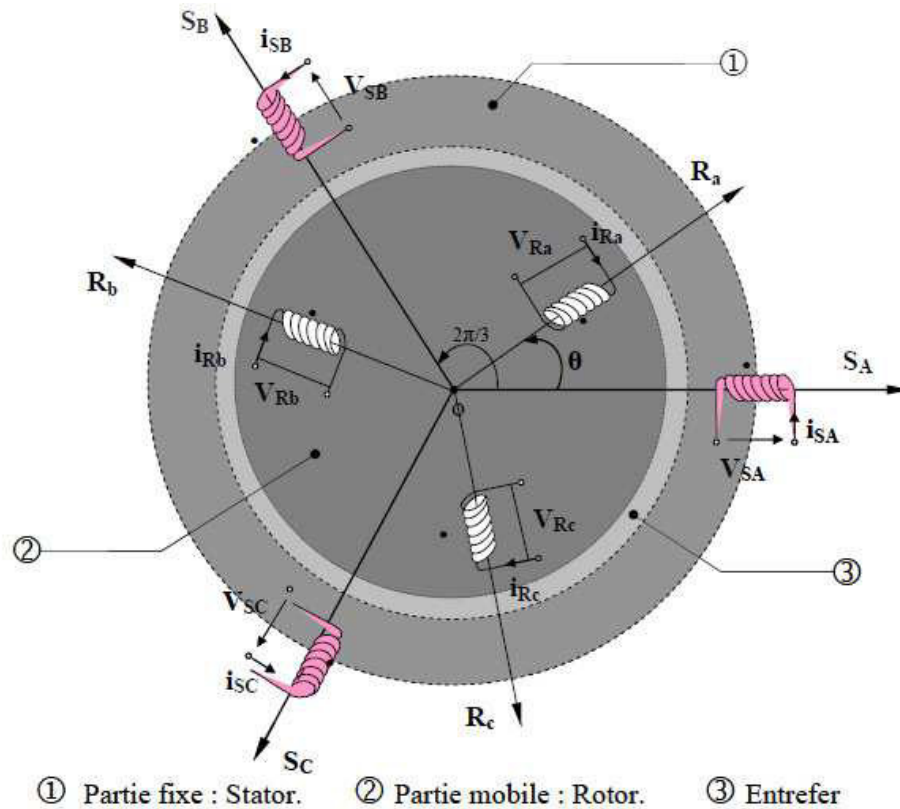


Figure (I-02): Modèle d'une machine asynchrone triphasée

## I.3 Modélisation de la machine asynchrone

### I.3.1 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques[4].

### I.3.2 Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques

sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I-01)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I-02)$$

En désignant par:

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$  : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statoriques.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-01) et (I-02) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante: pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-03)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{abc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I-04)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-05)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (I-06)$$

### I.3.3 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

Pour le stator :

$$[\phi_{Sabc}] = [L_s][I_{Sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (I-07)$$

Pour le rotor :

$$[\phi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{sr}][I_{Sabc}] \quad (I-08)$$

Où:

$[L_s]$  : Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor.

Alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & M_{sr} & L_s \end{bmatrix} \quad (I-09)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Ainsi:

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Où :

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

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

$M_s$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$M_0$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

### I.3.4 Equation mécanique

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

$$C_{em} = p[I_{sabc}]^T + \frac{d}{dt} [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (I-12)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \quad (I-13)$$

Avec :

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

$C_r$ : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\Omega$  : Vitesse rotorique.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$f_r$  : Coefficient de frottement visqueux.

## I.4 Transformation de Park.

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (a, b, c) vers un repère biphasé (u, v). Il forme avec le repère fixe ( $\alpha, \beta$ ) un angle appelé l'angle de transformation de Park ou l'angle de Park. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée permettant d'avoir un modèle relativement simple de la machine [18].

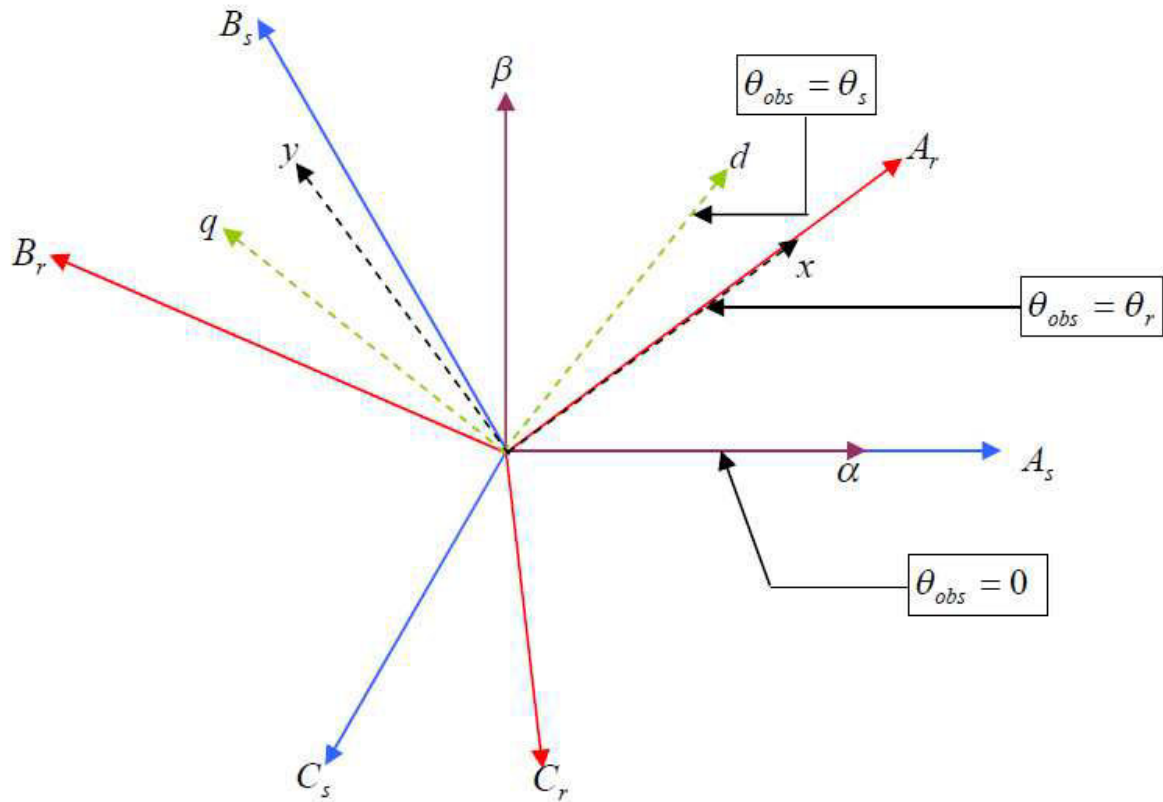


Figure (I-03): Passage de système triphasé au système biphasé

$$P(\theta_{obs}) = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

Tel que :

$P(\theta_{obs})$  : Matrice de transformation de Park;

$P^{-1}(\theta_{obs})$ : Matrice inverse de Park.

Avec :

L'angle  $\theta_{obs}$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

## I.5 Application de la transformation de Park a la M.AS

On désire transformer les enroulements du MAS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (u , v ,o) ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

Où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$  : est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

L'équivalent de tension :

$$[V_{uv\ 0}] = [P(\theta_{obs})] [V_{abc}] \quad (I-16)$$

L'équivalent de courant :

$$[I_{uv\ 0}] = [P(\theta_{obs})] [I_{abc}] \quad (I-17)$$

L'équivalent du flux :

$$[\Phi_{uvo}] = [P(\theta_{obs})] [\Phi_{abc}] \quad (I-18)$$

Où :

$[P(\theta_{obs})]$  est la matrice de Park. Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$[V_{abc}] = [p(\theta)]^{-1} [V_{uvo}] \quad (I-19)$$

$$[I_{abc}] = [p(\theta)]^{-1} [I_{uvo}] \quad (I-20)$$

$$[\Phi_{abc}] = [p(\theta)]^{-1} [\Phi_{uvo}] \quad (I-21)$$

### I.5.1 Equations électrique

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques permet d'obtenir les équations suivantes:

$$V_{su} = R_s I_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_s \Phi_{sv} \quad (I-22)$$

$$V_{sv} = R_s I_{sv} + \frac{d}{dt} \phi_{sv} + \omega_s \phi_{su} \quad (\text{I-23})$$

$$0 = R_r I_{ru} + \frac{d}{dt} \phi_{ru} - \omega_r \phi_{rv} \quad (\text{I-24})$$

$$0 = R_r I_{rv} + \frac{d}{dt} \phi_{rv} + \omega_r \phi_{ru} \quad (\text{I-25})$$

### I.5.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels magnétiques permet d'obtenir les équations suivantes:

$$\phi_{su} = L_s I_{su} + M I_{ru} \quad (\text{I-26})$$

$$\phi_{sv} = L_s I_{sv} + M I_{rv} \quad (\text{I-27})$$

$$\phi_{ru} = L_r I_{ru} + M I_{su} \quad (\text{I-28})$$

$$\phi_{rv} = L_r I_{rv} + M I_{sv} \quad (\text{I-29})$$

Avec:

$L_s = L_r - M$  ,  $L_r = L_r - M$  ; L'inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$ : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

### I.5.3 Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-12) devient :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{I-30})$$

## I.6 Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u, v) qui se fait en fonction de l'application [5].

### I.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = 0 \tag{I-31}$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient :

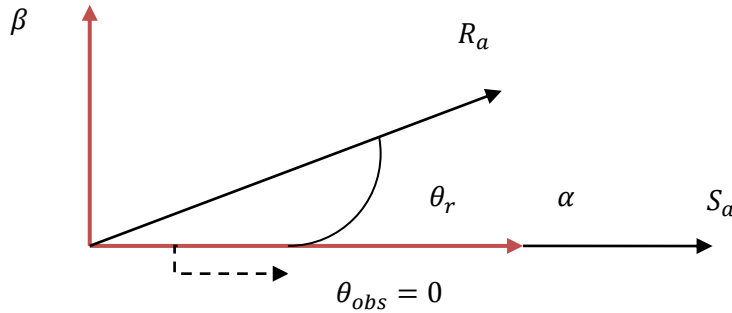


Figure (I-04): Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (α,β)

Les équations de système (I-22), (I-23), (I-24) et (I-25) prennent la forme

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \tag{I-32}$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif

### I.6.2 Référentiel immobile au rotor

Il se traduit par les conditions

$$\omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_r \tag{I-33}$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y».

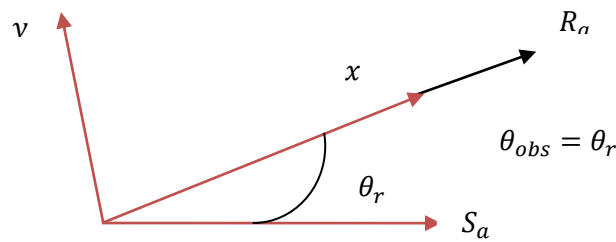


Figure (I-05) : Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (x ,y)

Les équations de système (I-14) prennent la forme

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d}{dt} \phi_{sx} - \omega_r \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d}{dt} \phi_{sy} + \omega_r \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r I_{rx} + \frac{d}{dt} \phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = R_r I_{ry} + \frac{d}{dt} \phi_{ry} \end{cases} \quad (I-34)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

### I.6.3 Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_s = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} \quad (I-35)$$

Et en remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»

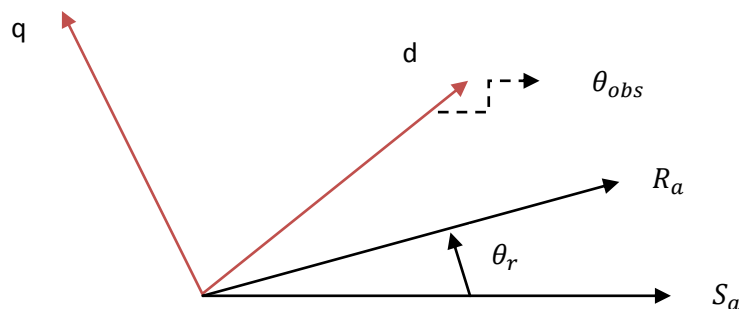


Figure (I-06) : Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d

Les équations de système (I-22), (I-23), (I-24) et (I-25) prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_{sd}I_{sd} + \frac{d}{dt}\phi_{sd} - \omega_s\phi_{sq} \\ V_{sq} = R_{sd}I_{sq} + \frac{d}{dt}\phi_{sq} + \omega_s\phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_R I_d + \frac{d}{dt}\phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_R I_q + \frac{d}{dt}\phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{rd} \end{cases} \quad (I-36)$$

Avec :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (I-37)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

### I.7. Estimateur de flux

A partir des deux dernières équations du système (I-32) on réalise un estimateur de flux suivant:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -R_r I_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -R_r I_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-38)$$

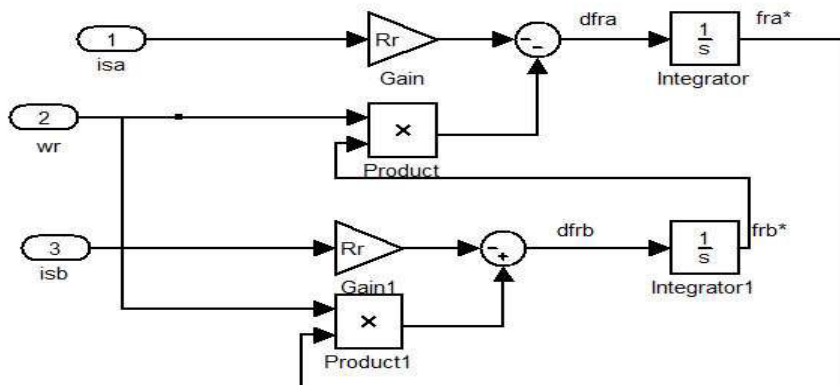


Figure (I-07) : Représentation de l'estimateur de flux rotorique

## I.8 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou à thyristor pour les grandes puissances [6].

### I.8.1 Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $S_{abc} = 1$  : interrupteur du demi- bras haut (a,b ou c) fermé.
- $S_{abc} = 0$  : interrupteur du demi-bras bas (a,b ou c) fermé

Pour simplifier l'étude, on supposera que. :

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

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (\text{I-39})$$

Pour les tensions composées  $u_{ab}, u_{bc}$  et  $u_{ca}$  on a

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (\text{I-40})$$

$u_{a0}, u_{b0}$  et  $u_{c0}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit " n" l'indice du point neutre, du coté alternatif on a:

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (\text{I-41})$$

$u_{an}, u_{bn}$  et  $u_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $u_{n0}$  est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o"

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

$$u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = 0 \quad (\text{I-42})$$

La substitution de (II.4) dans (II.3) aboutit à:

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (\text{I-43})$$

En remplaçant (II-43) dans (II-41), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = \frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = \frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (\text{I-44})$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I-45})$$

Ou bien sous forme matriciel comme suit:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-46})$$

## I.9 Représentation d'état du modèle de la MAS

Le modèle de Park du moteur asynchrone prend la forme:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I-47})$$

Avec :

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

$$[U] = [U_{s\alpha} U_{s\beta}]^T \quad \text{Vecteur de commande(d'entrée)}$$

[A] : matrice d'évolution d'état du système.

[B] : matrice de système de commande.

Après arrangement des équations (I-22),(I-23),(I-24),(I-25)et(I-26),(I-27),(I-28),(I-29), on obtient le système suivant :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_r L_s T_r} & \frac{M}{L_s L_s \sigma} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{M^2}{L_s T_r}\right) & -\left(\frac{M}{L_s L_r \sigma}\right) \omega_r & \frac{M}{L_s L_r T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-48)$$

et la matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-49)$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r}$  : Coefficient de dispersion

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

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

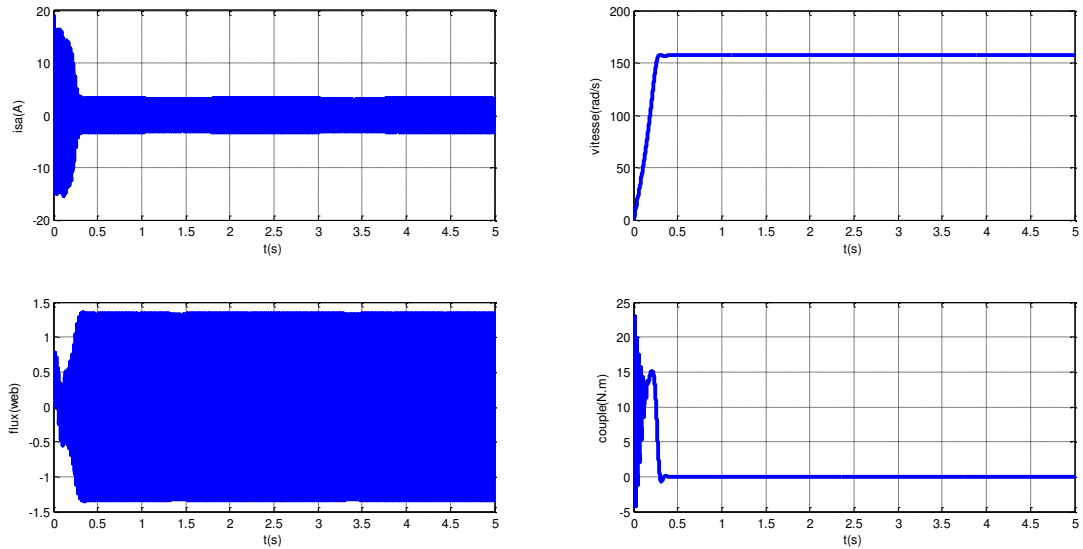
## I.10.Présentation du système simulé

La simulation des modèles des machines électriques permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision.

Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles. Il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la dérivée...etc

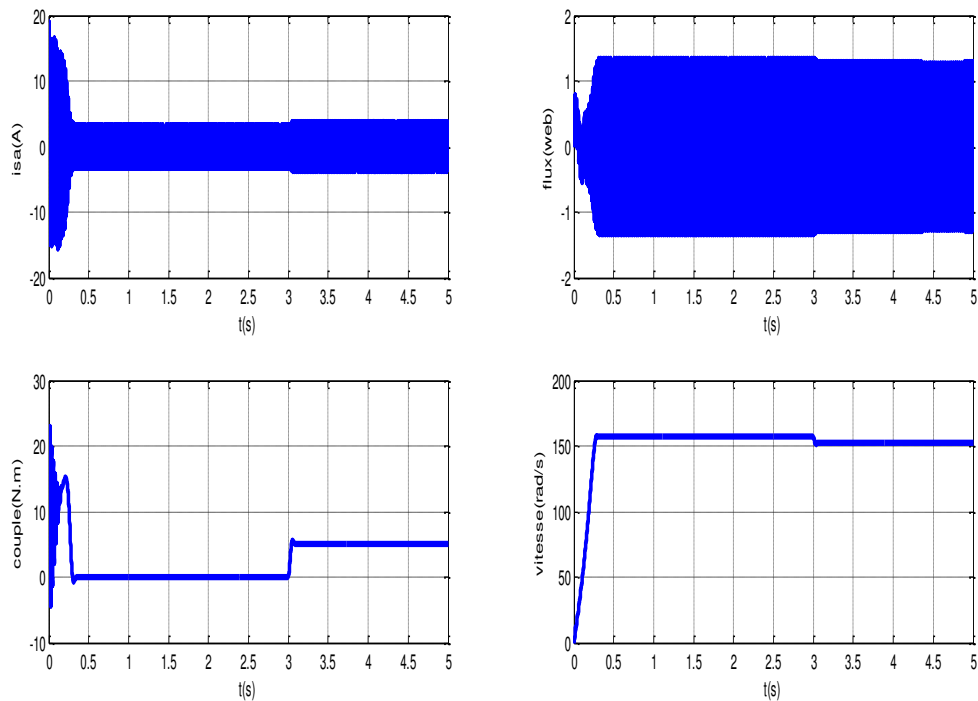
### I.10.1 Résultats de simulation à vide et en charge

Caractéristiques à vide:  $C_r = 0 \text{ Nm}$



**Figure(I-07)** :Résultats de simulation du modèle de la MAS lors de démarrage à vide

Caractéristiques en charge:  $C_r = 3 \text{ N.m}$



**Figure (I-08)**:Résultats de simulation du modèle de la MAS en charge

## I. 10. 2. Interprétation des résultats

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (A).

En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ( $C_r=0$ ).

L'examen des courbes de la figure (I-07) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statorique présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.25s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement oscillatoire, il présente aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ( $C_r=3N.m$ ) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ( $t=3s$ ). Les résultats de simulation sont présentés dans la figure (I-08):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statorique s'évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

## 1.9. Conclusion

Dans ce travail, nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de voir les caractéristiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle de Park par simulations effectuées sous MATLAB.

Nous avons remarqué que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

# CHAPITRE II

## **Commande par linéarisation entrée- sortie du moteur asynchrone**

## II.1 Introduction

L'intérêt d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Mais, si un modèle rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non-linéaire et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes.

En effet, plusieurs techniques de commande ont été développées (commande à flux orienté, commande prédictive etc.). Les commandes conçues restent, cependant, très dépendant du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est donc plus valable et les commandes perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable. Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers les techniques de la commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées - sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Ainsi dans la théorie E/S, on cherche une description moins détaillée du système, qui met délibérément à part de l'information pour produire des résultats plus généraux et plus faciles d'utilisation. Ceci présente bien évidemment des avantages pour l'étude de la robustesse des systèmes de contrôle, dans les quels seuls une structure approximée du modèle est disponible.[17]

Dans ce chapitre, Nous présentons le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées sorties. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse et le flux du moteur asynchrone. A la fin du chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses de la commande non-linéaire lorsqu'on est en présence d'incertitudes dans les paramètres du moteur.

## II.2- Historique de la commande :

L'origine de la théorie E/S remonte principalement aux travaux de "Lure" et "Postnikov" sur le problème de la stabilité absolue et sur la théorie de réseaux électriques. Cette dernière a enrichi le cadre de la théorie des systèmes avec des concepts physiques fondamentaux.

Un des premiers travaux a appliquer la théorie des opérateurs à la résolution de problème de contrôle revient à Popov. Ce résultat, connu aujourd'hui sous le critère du cercle. Par ailleurs, les travaux de Yula et al ont établi la première connexion entre la théorie des circuits et la théorie de stabilité E/S.

Dans la littérature occidentale, motivés par des problèmes de perturbations non-linéaires dans des boucles limités en bande passante, Zames et plus tard sandberg ont introduit les bases du théorème du petit gain. Ainsi, dans le travail fondamental de Zames, les bases principales de la théorie E/S ont été établies en introduisant des concepts clés tels que gain, positivité, etc.

## II.3 Avantage de la théorie entrée-sortie

La théorie des entrée-sortie présente au moins trois avantages :

1-Elle est cohérente avec un des points de vue de la théorie du contrôle qui dit qu'il est préférable de garder le système plus simple. Chacun de ces derniers est vu comme une application d'une entrée à une sortie, c'est-à-dire un opérateur.

2-Elle est générale, donc il est possible de faire des conclusions bien utiles sur un système à contre-réaction, même si l'on n'a pas une connaissance stricte de la structure interne de chaque bloc élémentaire qui le compose.

3-Elle fournit une généralisation naturelle au cas non-linéaire en utilisant le fait que la stabilité d'un système linéaire invariante dans le temps est liée aux marges de phase et de gain.

## II.4 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

### II.4.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire  $h(x)$  par rapport au vecteur  $x$ , par le vecteur ligne,  $\nabla h(x)$  défini par  $\nabla h(x)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$ . D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur  $f(x)$  est défini par le **Jacobien** de  $f$  (matrice de  $(n \times n)$  éléments) comme suit :

$$\nabla f(x)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} .$$

### II.4.2- Dérivée de Lie

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

$$L_f h = \nabla h f = \left[ \frac{\partial h}{\partial x_1} \frac{\partial h}{\partial x_2} \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$

Pour un ordre quelconque, on a:

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f$$

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

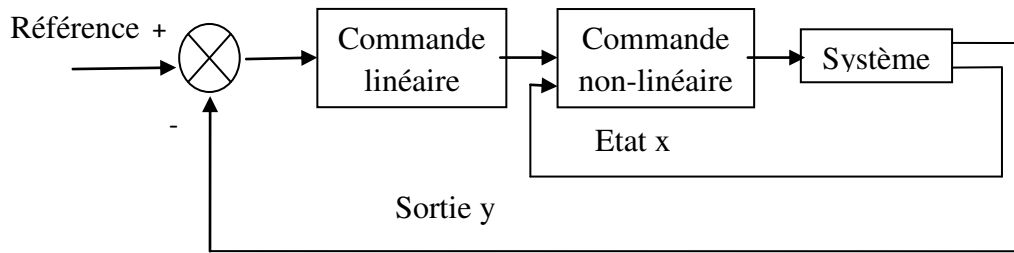
$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) g$$

## II.5 La linéarisation entrée-sortie :

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par le retour d'état a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. Parmi les techniques développées, on peut citer tout particulièrement la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée – sortie (input output linearization control).

### II.5.1- Principe de la technique de linéarisation entrées-sorties

La linéarisation entrée-sortie consiste à rendre linéaire la relation dynamique entre l'entrée de commande d'un système et sa sortie en utilisant une loi de commande non linéaire. Cette dernière est dite linéarisante. Une autre loi de commande linéaire est ensuite employée pour stabiliser le système linéaire ainsi obtenu. La figure (II-01) ci-dessous illustre bien le principe. Une autre approche de linéarisation se distingue fortement de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement. En effet, le modèle linéaire obtenu avec cette dernière n'est valide que dans un voisinage du point de fonctionnement, c'est donc un modèle approché. Par contre, le modèle linéaire que donne la linéarisation entrée-sortie est valide dans tout l'espace d'état. Le compensateur linéaire qui stabilise ensuite le système est en principe plus performant. Le cas des systèmes à une entrée et une sortie est d'abord présenté à cause de sa simplicité [17]



**Figure (II-01) Schéma de principe de la linéarisation entrée sortie**

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

Soit un système d'ordre  $n$ , multi entrée et multi sortie, décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{II-01})$$

Avec :

$u$  et  $y$  : vecteur de commande (d'entrée) et vecteur de sortie, respectivement.

$f(x)$ ,  $g(x)$  : champs de vecteur de fonctions continues.

$h(x)$  : vecteur de sortie.

Les éléments des champs vectoriels  $f$ ,  $g$  et  $h$  sont des fonctions lisses. Si l'on considère le cas des systèmes avec  $m$  entrée et  $m$  sortie, on cherche un bouclage statique de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v$$

tel que le comportement entrée- sortie du système (II-01) après bouclage soit linéaire et découplé. Ainsi on obtient un ensemble de  $m$  sous systèmes mono sortie indépendants où les entrées du sous-système  $i$  n'affectent pas la sortie  $y_i$  et réciproquement.

Avec :

$v$  : nouvelle variable de commande du système linéaire,  $v \in R^m$ .

$\beta$  : Matrice non singulière de dimension  $m \times m$ .

$\alpha$  : Vecteur de dimension  $m \times 1$ .

On utilise souvent des notions de la géométrie différentielle telle que la dérivée de Lie.

La nouvelle commande  $v$  permet de ramener le comportement entrée-sortie du système, défini par l'équation (II-01) à celui d'un système linéaire, par différentiation des sorties  $y_i$  du système jusqu'à l'apparition des anciennes commandes  $u_i$  en utilisant la dérivée de Lie.

### II.5.2- Système à une entrée et une sortie

Considérons le système dynamique représenté par l'équation (II-01) d'état non linéaire d'ordre  $n$  suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}$$

Où  $x \in R^n$ ,  $y \in R$  et  $u \in R$  sont respectivement le vecteur d'état, les variables de sortie et d'entrée du système. Les fonctions  $f(x)$ ,  $g(x)$  et  $h(x)$  sont considérées infiniment dérivables sur  $R^n$

Supposons que  $x = 0$  est un point d'équilibre du système et que  $g(x) \neq 0$ . On dit que le système (II-01) est de degré relatif  $r$  si  $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$

Le degré relatif est donc le nombre de fois qu'il faut dériver la variable de sortie avant que l'entrée apparaisse de façon explicite dans l'expression des dérivées. Notons que dans le cas des systèmes linéaires, le degré relatif correspond à la différence entre l'ordre du dénominateur de la fonction de transfert de celui du numérateur.

### II.5.3- Système à plusieurs entrées et plusieurs sorties

Avant tout, on considère que le système non-linéaire de  $p$  entrées et  $p$  sorties a pour forme:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i \quad (\text{II-02})$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2 \dots p \quad (\text{II-03})$$

Où :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in R^n$  est le vecteur des états.

$u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in R^p$  le vecteur des commandes.

$y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T \in R^p$  représente le vecteur des sorties.

$f, g_i$  sont des fonctions continues

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

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left( L_f^{r_j-1} h_j(x) \right) \cdot u_i, \quad j=1, 2, \dots, p \quad (\text{II-04})$$

Où :

$L_f^j h_j$  et  $L_{g_i}^j h_j$  sont les  $i^{\text{ème}}$  dérivées de Lie de  $h_j$  respectivement dans la direction de  $f$  et  $g_i$ .

$r_j$  est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (II-04) et il est connu sous le nom de degré relatif correspondant à la sortie  $y_j$ .

Le degré relatif total ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (II-04) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système:

$$r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$$

On dit que le système (II-02) a pour degré relatif (r) s'il vérifie:

$$L_g L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq p$$

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. Si par contre 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 u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on réécrit l' expression (II-04) sous forme matricielle:

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = \xi(x) + D(x).u \tag{II-05}$$

$$\xi(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{II-06}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{gp} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{gp} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{gp} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \tag{II-07}$$

où D(x) est appelé matrice de découplage du système.

Si on suppose que D(x) n'est pas singulier, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = D(x)^{-1} \cdot (-\xi(x)+v) \tag{II-08}$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage D(x) est inversible.

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (II-2).

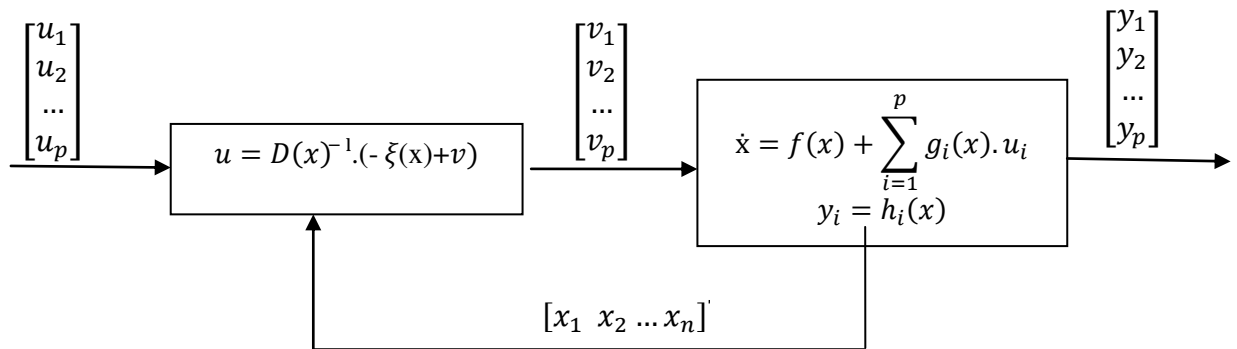


Figure (II-02) Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (II-08) dans (II-02), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_j)} = v_i \tag{II-09}$$

ou plus explicitement par:

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}]^T = [v_1 \dots v_p]^T \tag{II-10}$$

ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique conception du nouveau vecteur d'entrée  $v = [v_1 \dots v_p]^T$ .

Remarquons que l'expression (II-09) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable, figure (II-03).

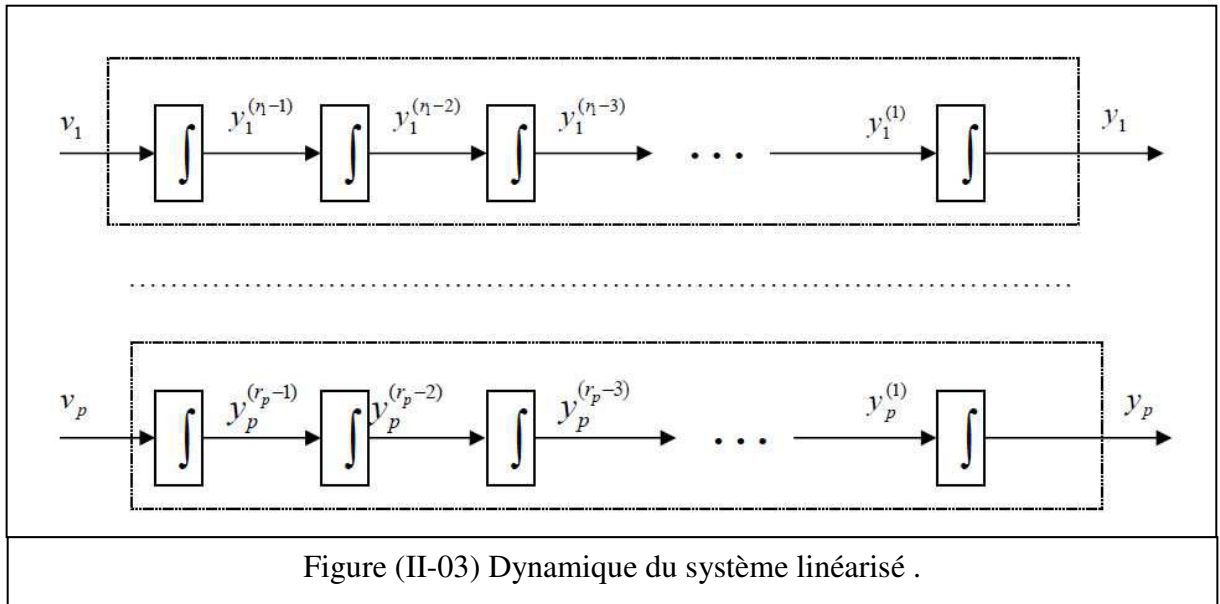


Figure (II-03) Dynamique du système linéarisé .

## II.6-Application au modèle de la machine asynchrone :

L'application de la technique de linéarisation avec découplage entrée-sortie au modèle de la MAS, permet de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux systèmes linéaires mono variables indépendants .Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc....). La dynamique du système linéarisé est choisie par un placement de pôles [8].

### II.6.1-Modèle de la machine asynchrone

Pour une commande en tension de la MAS, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator est obtenu en considérant le vecteur d'état:

$$x = [x_1 x_2 x_3 x_4 x_5]^T = [i_{s\alpha} i_{s\beta} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} \Omega]^T \text{ et le vecteur de commande } u = [u_{s\alpha} u_{s\beta}]$$

Ce modèle est régi par :

$$\dot{x} = f(x) + g_\alpha u_{s\alpha} + g_\beta u_{s\beta} \tag{II-11}$$

où les champs vectoriels  $f, g_\alpha, g_\beta$  sont :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s L_r^2 + M^2 L_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \left(\frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) \phi_{r\alpha} + \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{r\beta} \\ -\left(\frac{R_s L_r^2 + M^2 L_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{s\beta} - \left(\frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) \phi_{r\beta} + \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{r\alpha} \\ \frac{M R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M R_r}{L_r} i_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} \\ \frac{pM}{J L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{c_r}{J} \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

$$g_\alpha = [\alpha_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, g_\beta = [0 \ \alpha_0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \quad (II-13)$$

Posons :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \beta_0 = \frac{M}{\sigma L_r L_s}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad \alpha_0 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad \mu = \frac{pM}{J L_r}.$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma x_1 + \frac{\beta_0}{T_r} x_3 + p\beta_0 x_4 x_5 \\ -\gamma x_2 - \frac{\beta_0}{T_r} x_4 + p\beta_0 x_3 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ \mu(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{c_r}{J} \end{bmatrix} \quad (II-14)$$

### II.6.2-Choix des grandeurs de sortie :

Afin d'atteindre les objectifs de contrôle qui consistent en la commande des deux grandeurs flux et vitesse, on choisit les variables de sorties suivantes :

$$Y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 = \varphi_r \\ x_5 = \Omega \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

### II.6.3-Calcul du degré relatif :

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système.

On calcule le degré relatif  $r_i$  associé à chaque grandeur de sortie  $y_i$  choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande. Dans notre cas, les commandes apparaissent pour la première fois dans les dérivées secondes.

$$\text{La sortie } y_1: \begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) \\ \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g\alpha} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g\beta} L_f h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (II-16)$$

$$\text{La sortie } y_2: \begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \\ \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g\alpha} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g\beta} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2M}{T_r} f_1 - \frac{2}{T_r} \varphi_r \\ L_f^2 h_1(x) = 2 \frac{M^2}{T_r^2} f_3 - \left( \frac{2M\gamma}{T_r} + \frac{6M}{T_r^2} \right) f_1 + 2p \frac{M}{T_r} x_5 f_2 + \left( \frac{4}{T_r^2} + \frac{2}{T_r^2} M \beta_0 \right) \varphi_r \\ L_{g\alpha} L_f h_1 = 2\beta_0 R_r x_3 \\ L_{g\beta} L_f h_1 = 2\beta_0 R_r x_4 \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

$$\begin{cases} L_f h_2(x) = \mu f_2 - \frac{c_r}{J} \\ L_f^2 h_2(x) = -p\mu\beta_0 x_5 \varphi_r - p\mu x_5 f_1 - \left( \frac{1}{T_r} + \gamma \right) f_2 \\ L_{g\alpha} L_f h_2 = -\mu\alpha_0 x_4 \\ L_{g\beta} L_f h_2 = \mu\alpha_0 x_3 \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

$$\text{Où : } f_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4 \quad .f_2 = x_2 x_3 - x_1 x_4 \quad .f_3 = x_1^2 + x_2^2 .$$

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie  $y_1$  et  $y_2$  sont respectivement  $r_1=2$  et  $r_2=2$ .

L'ordre de la dynamique interne associé à cette linéarisation est égale à :  $n - (r_1 + r_2) = 1$

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

Cette dynamique interne est inobservable à partir des sorties choisies par la loi de commande. Ainsi il devient impératif de vérifier sa stabilité. Dans le choix de la position du flux rotorique par rapport au stator a été effectué comme coordonnée. La position est une grandeur bornée entre  $-\frac{\pi}{2}$  et  $\frac{\pi}{2}$  ce qui garantit la stabilité de la dynamique inobservable.

#### II.6.4-Linéarisation du système :

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

$$\begin{bmatrix} \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

Avec :

$$E(x) = \begin{pmatrix} L_{g\alpha} L_f h_1(x) & L_{g\beta} L_f h_1(x) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) & L_{g\beta} L_f h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2\beta_0 R_r x_3 & 2\beta_0 R_r x_4 \\ -\mu\alpha_0 x_4 & \mu\alpha_0 x_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II-21})$$

Donc :

$$\det[E(x)] = 2\mu\alpha_0\beta_0 R_r \varphi_r \quad (\text{II-22})$$

Le déterminant de la matrice  $E(x)$  est toujours différent de zéro, donc  $E(x)$  est une matrice inversible. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état du moteur est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = E(x)^{-1} \left[ \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) \\ -L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{II-23})$$

Où  $v = [v_1 v_2]^T$  représente le nouvel vecteur des variables d'entrée. Ce régulateur linéarise et découple le système tel que:

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre '2'.

### II.6.5- Synthèse des régulateurs :

Pour assurer une parfaite régulation de flux et de la vitesse vers leurs références respective  $\varphi_{r\text{ref}}$  et  $\Omega_{r\text{ref}}$  les variables  $v_1$  et  $v_2$  sont calculées de la manière suivante :

$$\frac{d^2 \varphi_r}{dt^2} = v_1 = k_{\varphi 1} (\varphi_{r\text{ref}} - \varphi_r) + k_{\varphi 2} \left( \frac{d\varphi_{r\text{ref}}}{dt} - \frac{d\varphi_r}{dt} \right) + \frac{d^2 \varphi_{r\text{ref}}}{dt^2} \quad (\text{II-25})$$

$$\frac{d^2 \Omega_r}{dt^2} = v_2 = k_{\Omega 1} (\Omega_{r\text{ref}} - \Omega_r) + k_{\Omega 2} \left( \frac{d\Omega_{r\text{ref}}}{dt} - \frac{d\Omega_r}{dt} \right) + \frac{d^2 \Omega_{r\text{ref}}}{dt^2} \quad (\text{II-26})$$

Les coefficients  $k_{\varphi 1}, k_{\varphi 2}, k_{\Omega 1}, k_{\Omega 2}$  sont choisis tels que  $s^2 + k_{\varphi 1}s + k_{\varphi 2}$  et  $s^2 + k_{\Omega 1}s + k_{\Omega 2}$  soient des polynômes **d'Hurwitz**. Ces coefficients sont calculés pour un placement de pôles.

## II.7- Simulation et interprétation des résultats

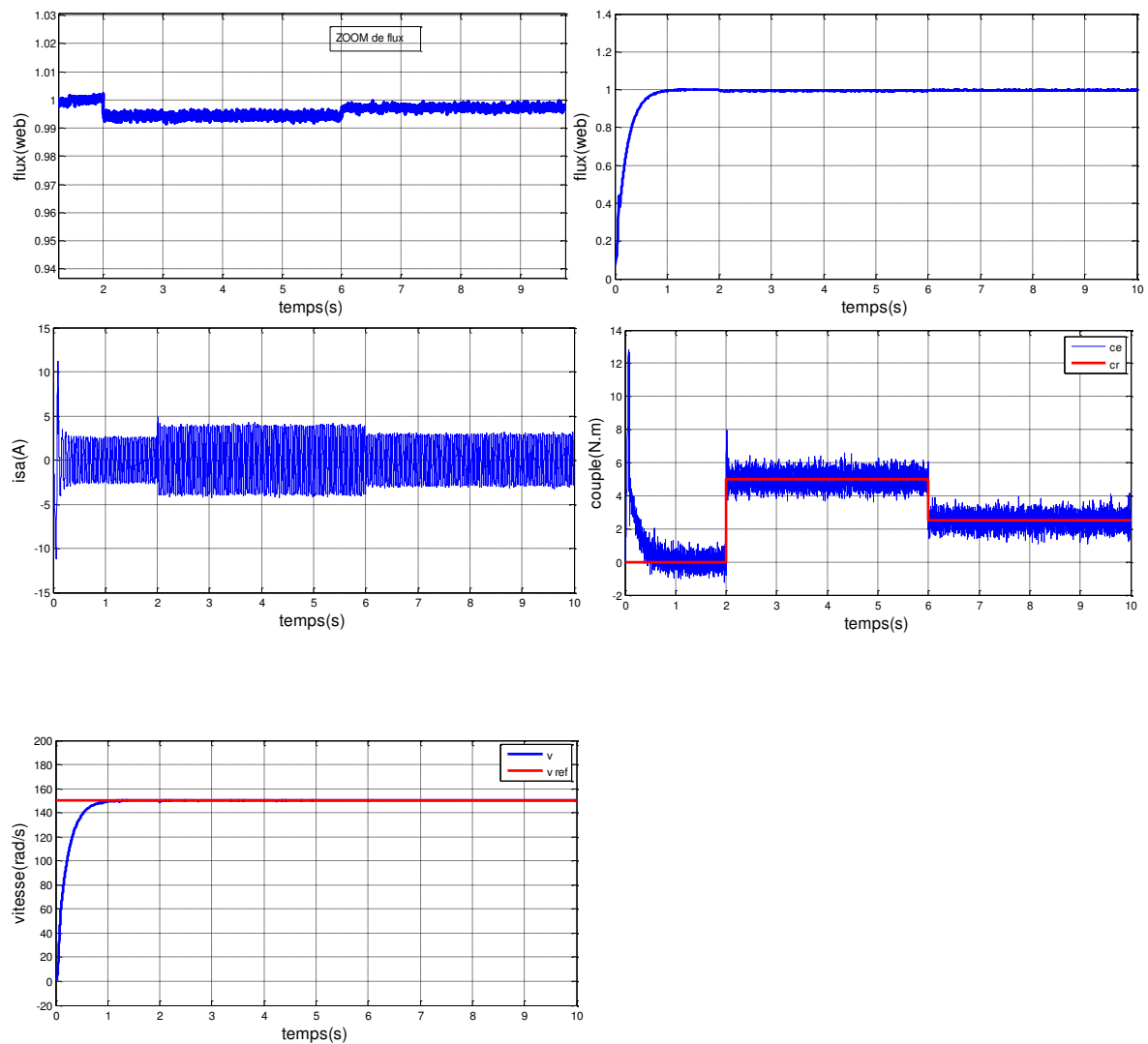
### II.7.1- Test de robustesse avec variation de la charge

La figure (II.04) montre l'évolution de la vitesse de rotation  $\Omega$  (rad/s), du couple électromagnétique  $C_e$ , des flux  $\varphi_r$  et de courants  $I_{s\alpha}$  lors d'un fonctionnement à vide de la machine, suivi d'une perturbation de charge de 5 Nm à  $t = 2$ s puis une variation de 2.5 Nm à  $t=6$ s. On remarque que le courant  $I_{s\alpha}$  présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Le flux rotorique  $\varphi_r$  suit sa référence le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

Après l'application de la charge à  $t = 2$  s on remarque que l'allure de la vitesse se stabilise à sa valeur de référence en régime permanent.

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (5 N.m) puis (2.5 Nm). le flux présente une faible au niveau de l'application de la charge.

La présence des ondulations sur la réponse du couple électromagnétique est liée aux harmoniques de courant.



**Figure (II-04) :** Test de robustesse avec variation de la charge

### II.7.2- Test de robustesse avec variation de vitesse

La figure (II-05) représente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (150rad/s, -20rad/s et 100rad/s). On observe que la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, avant de se stabiliser à leurs valeurs désirées, aussi on constate que le flux rotorique suit la référence avec une erreur statique. Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

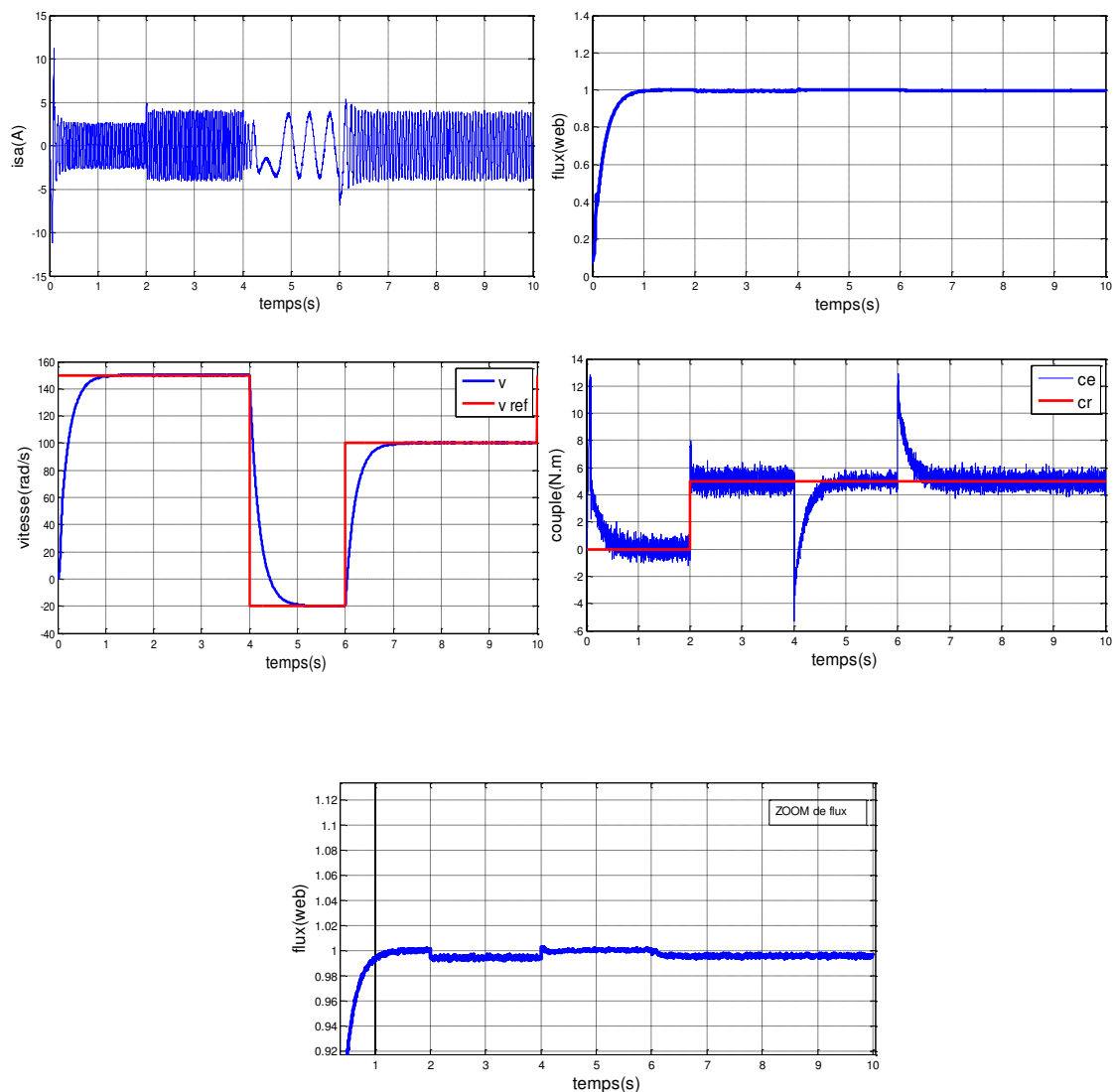


Figure (II-05) : Test de robustesse avec variation de la vitesse

### II.7.3-Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique sont présentés sur la figure (II-06). La vitesse et le couple dans les deux courbes suivent leurs références. Les courbes de courant de flux et de couple ne présentent aucune déformations au moment de la variation de la résistance rotorique ce qui confirme la robustesse du contrôle effectué.

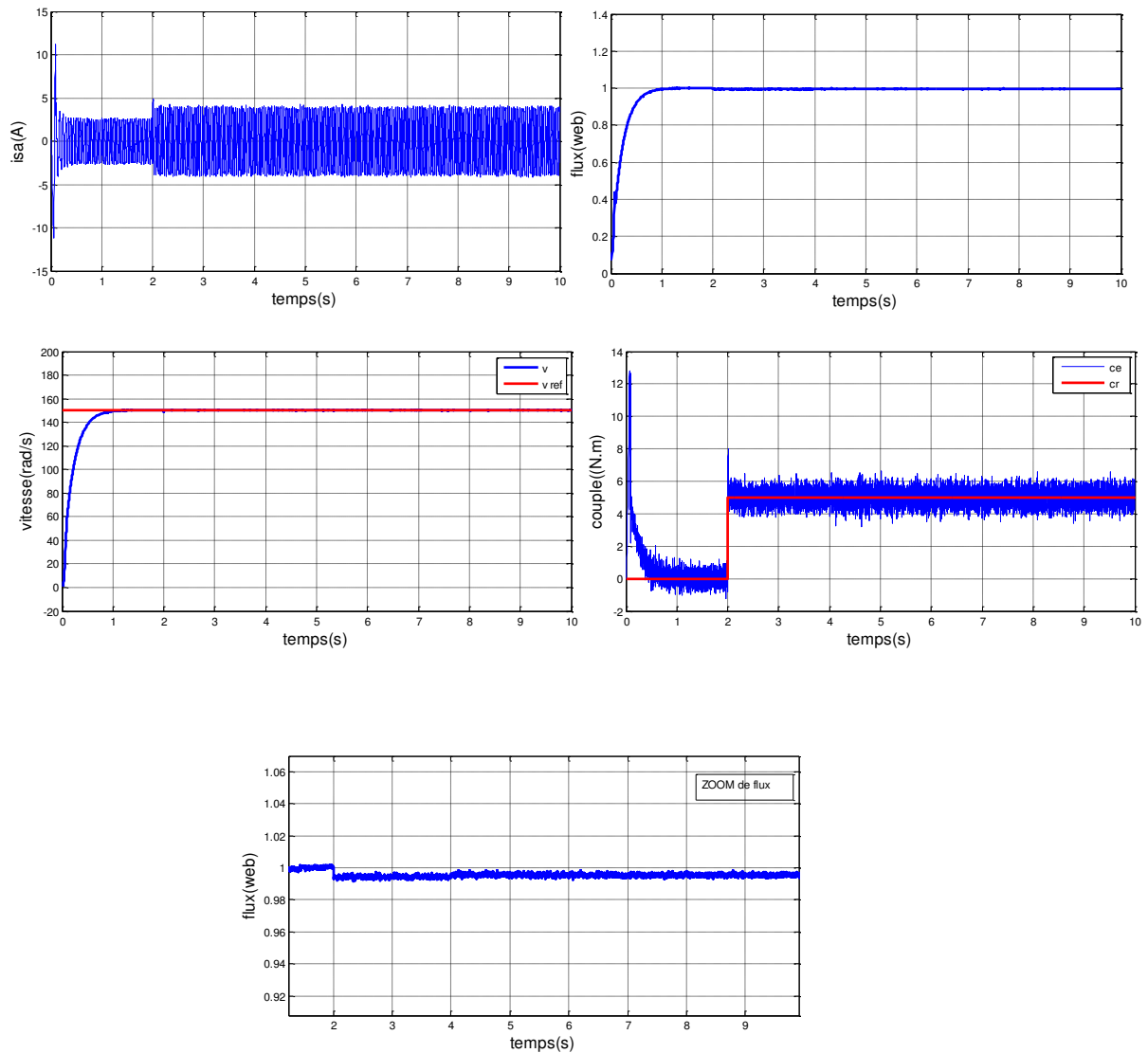


Figure (II-06) : Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique

**II.8- CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire par le biais de la linéarisation entrée-sortie et son application sur le modèle de la machine. Nous avons vu que le modèle réduit de la machine asynchrone, dans le référentiel lié au stator avec la vitesse et le flux comme grandeurs de sorties, admet une linéarisation entrée-sortie. Les résultats de simulation obtenus montrent que cette commande permet de découpler le réglage de la vitesse et du flux. De même, le modèle ainsi linéaire est rempli au moyen de la technique de régulation appropriée aux systèmes linéaires telle que placement de pôles.

# CHAPITRE III

## **Commande par mode glissant**

### III.1 Introduction :

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de la recherches'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Cest techniques évoluent avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [2].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état "x" suit une trajectoire  $S(x)=0$  dans l'espace d'état [8]. Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander. Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande par mode glissant à la machine asynchrone dans le but d'obtenir de bonnes performances même en présence des perturbations.

### III.2 Bref historique

Une attention considérable a été concentrée sur la commande du système non linéaire à dynamique incertaine, souvent sujet aux perturbations et aux variations de paramètres. Des contrôleurs à structure variable ont fait leur apparition dans la littérature soviétique et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème. Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par Decarlo et autres (1998) et par Hung et autres (1993). L'action de commande force la trajectoire du système à contraindre l'espace d'état intitulé surface du glissement, [9].

Les trajectoires de système sont alors confondues avec la surface de glissement durant l'utilisation des commandes à une haute fréquence de commutation. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode glissant, est la robustesse contre des changements des paramètres ou des perturbations. Le phénomène «chattering» associé à la commande par mode glissant, présente un inconvénient majeur par ce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable.

Une approche emploie une couche limite autour de la commutation. Une autre méthode, remplace la commande du type « maximum / minimum » par une fonction de vecteur d'unité

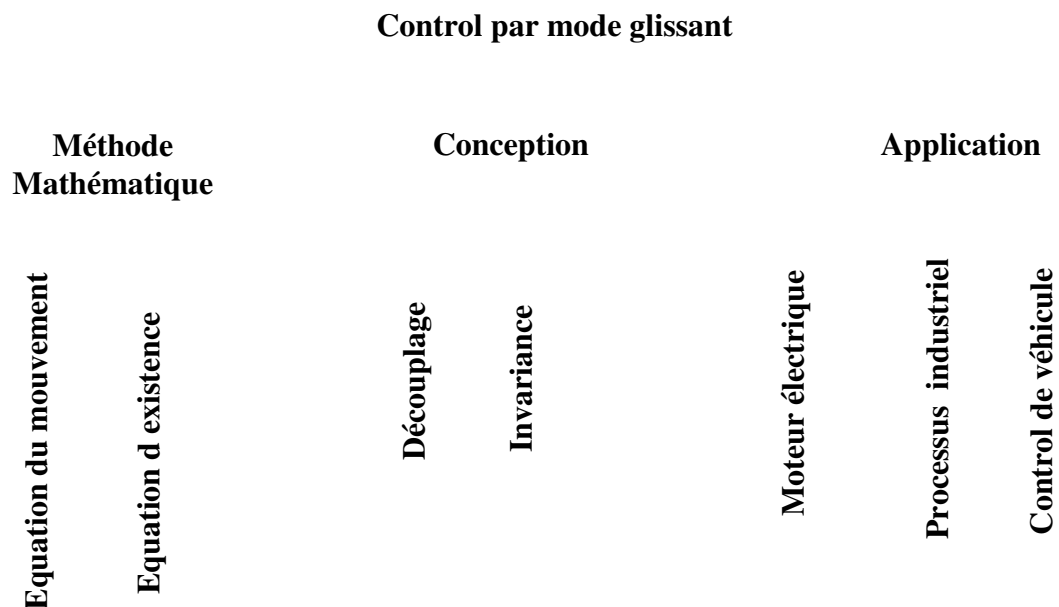
avec une constante positive. Cependant ces approches ne fournissent aucune garantie quant à la convergence exacte au mode glissant et présente un dilemme chattering- robustesse.

### III.3. Théorie de la commande par mode glissement :

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hyper surface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface.

Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système. [10]

On pouvait distinguer les différentes conceptions, applications et base mathématique dans la figure suivante Figure (III-01)



**Figure (III-01): Théorie de la commande par mode de glissement**

### III.3.1 Système à structure variable

Un système à structure variable en anglais "saxon variable system VSS" est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement produit est appelé mouvement de glissement.

### III.3.2 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

1-Synthétiser une surface  $S(x, t)$ , telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.

2-Déterminer une loi de commande (commutation)  $U(x, t)$  qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

## III.4 Notion de base

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant [11].

### III.4.1-Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes

- 1-Le choix de la surface ;
- 2-L'établissement des conditions d'existence de la convergence ;
- 3-La détermination de la loi de commande.

### III.4.2-Bases mathématiques de la commande à structure variable

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + B(x, t)V \quad (\text{III-01})$$

Avec :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$ : vecteur d'état,

$f$ : vecteur en fonctions de  $x$  et  $t$

B : matrice de fonctions de  $x$  et  $t$  (une matrice  $m \times n$ ),

V : un vecteur commande de dimension  $m$ , dont chaque composante  $v_i$  subit une discontinuité sur une surface  $s_i(x)=0$

La surface « S » peut s'écrire comme :

$$S(x)=0 \tag{III-02}$$

avec :

$$\begin{cases} v_i(x) = v_i^+(x) & \text{si } s_i > 0 \\ v_i(x) = v_i^-(x) & \text{si } s_i < 0 \end{cases} \quad i=1,2,\dots,m ; \tag{III-3}$$

Dans le cas multi variables le régime glissant s'effectue sur une variété  $S(x)=0$  de dimension  $(n \times m)$ ,

### III.4.3 Condition d'existence du mode glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ , figure (III-02), lorsque le système réglé est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état sont  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$ .

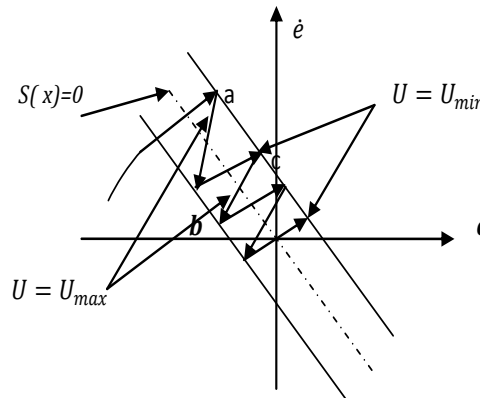


Figure (III-2) : Existence du mode de glissement

Les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta S_h$ . Une trajectoire avec  $u=u_{max}$  touche au point (a) le seuil de basculement inférieur. Si avec  $u = u_{min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone montrée par la figure (III-02). Elle touche au point (b) le seuil de basculement ou a lieu une commutation sur  $u = u_{min}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point (c) le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure de cette zone.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone ou des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que cette zone est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de  $S(x_s)$ . Par conséquent, le vecteur d'état  $x_s$  suit une

trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée. [6].

#### III.4.4-Choix de la surface de glissement

Elle est déterminée sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante [12]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III-04})$$

La forme de l'équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotin » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left[ \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right]^{r-1} e(x) \quad (\text{III-05})$$

Avec :

$e(x) = x_{ref} - x$  : écart de la variable à régler.

$\lambda_x$  : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : degré relatif.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ . Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [7][10][13].

#### III.5-La fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-06})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{III-07})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III-08})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés. Cette condition suppose un régime glissant idéal [14].

### III.6 Phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous des exemples de ces fonctions [15][4].

#### III.6 1 La fonction SAT :

$$sat(s) = \begin{cases} 1 & si \quad S > \mu \\ -1 & si \quad S < -\mu \\ \frac{s}{\mu} & si \quad |S| < \mu \end{cases} \quad (III-09)$$

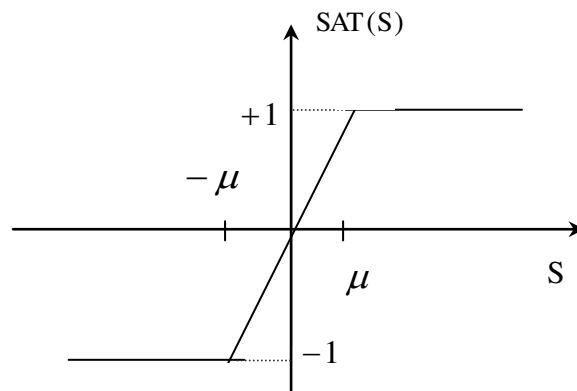
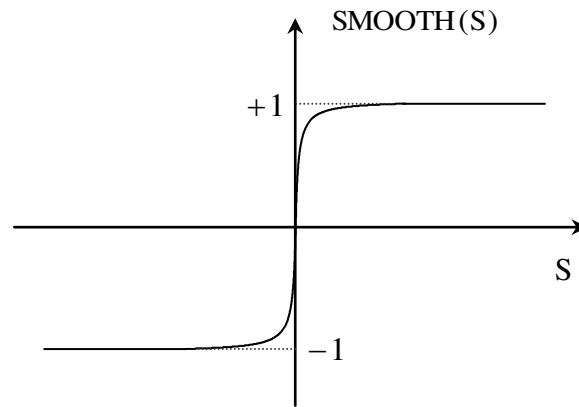


Figure (III-03): Fonction «SAT »

#### III.6 2 La fonction adoucie (Smooth function):

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de adoucie soit :

$$smooth(S) = \frac{s}{|s| + \mu}$$



**Figure (III-04):** Fonction « SMOOTH »

### III.7 Domaines d'application de la commande par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydraulique ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, ou complètement ouvertes ou fermées.

Les entraînements électriques pour les machines électriques, ou robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation).

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que, les processus chimique et métallurgiques, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions [14].

### III.8 Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

1-Un phénomène de chattering où broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.

2-Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente,... etc.)[16]

### III.9-Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-01).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \tag{III-10}$$

Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs :  $u_{eq}$  et  $u_N$  soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \tag{III-11}$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \tag{III-12}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq} = \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial t} f(x, t) \right\} \quad u_N = 0 \tag{III-13}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur (III-13) dans l'équation (III-12). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \tag{III-14}$$

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel quel :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \tag{III-15}$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_N$  sous la forme de relais (Figure III-4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = -k \text{ sign}(s(x)) \tag{III-16}$$

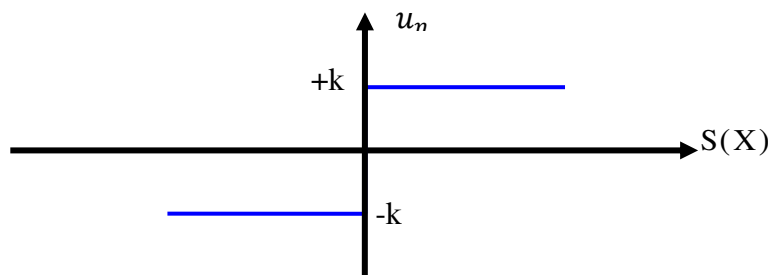


Figure (III-05) : Représentation de la fonction « Sign » .

En remplaçant l'expression (III-15) dans (III-16) on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) k |s(x)| < 0 \quad (\text{III-17})$$

Où le facteur  $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III-17). Le choix de ce gain est très influent sur la commande car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

### III.10 Commande non-linéaire par mode glissant

#### III.10.1 Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle ( $\alpha$ - $\beta$ ), le modèle est donné par [15][3] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = -\lambda i_{s\alpha} + \frac{\Gamma}{T_r} \Phi_{r\alpha} + p\Gamma \Omega_r \Phi_{r\beta} + \delta V_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} i_{s\beta} = -\lambda i_{s\beta} + \frac{\Gamma}{T_r} \Phi_{r\beta} - p\Gamma \Omega_r \Phi_{r\alpha} + \delta V_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega_r \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - p\Omega_r \Phi_{r\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Omega = \eta (I_{s\alpha} \Phi_{r\beta} + I_{s\beta} \Phi_{r\alpha}) - \frac{c_r}{j} \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u(t) \quad (\text{III-19})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta} \quad \Omega_r]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ) et deux états magnétiques ( $\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$ ) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor  $\Omega_r$ , gouverné par une équation mécanique.

f et g sont des fonctions continues en fonction des variables x.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{III-22})$$

### III.10.2-Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle du flux par la suite le contrôle de la vitesse, où la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissement des variables à contrôler où on trouve la vitesse et le flux qui sont donnés dans la forme d'un système de surface du premier ordre linéaire (on prend l'ordre  $r=2$  par exemple).[8]

➤ **Régulation de Vitesse  $\Omega_r$**

$$s_1 = k_1 e_\Omega + \dot{e}_\Omega \quad (\text{III-23})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$e_\Omega = \Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}} \quad (\text{III-24})$$

On aura

$$s_1 = k_1 (\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r \text{ ref}}) \quad (\text{III-25})$$

➤ **Régulation du Flux  $\Phi_r$**

$$s_2 = k_2 e_{\Phi_r} + \dot{e}_{\Phi_r} \quad (\text{III-26})$$

Avec l'erreur en flux :

$$e_{\phi_r} = \phi_r - \phi_{r \text{ ref}} \quad (\text{III-27})$$

On aura :

$$s_2 = k_2(\phi_r - \phi_{r \text{ ref}}) + (\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_{r \text{ ref}}) \quad (\text{III-28})$$

Où :

$K_1$  et  $K_2$  sont des gains positifs.

Le choix du gain  $K$  se fait de façon que la valeur désirée soit imposée à la sortie de chaque régulateur

### III.10.3 Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) = 0. \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ( $S_1=0$ ) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergent exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre  $\Omega_{r \text{ ref}}$  et  $\Phi_{r \text{ ref}}$ , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionné par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ( $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_i=0$ ).

### III.10.4- Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande  $[\mathbf{V}_{s\alpha}, \mathbf{V}_{s\beta}]^T$  en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont la vitesse et le flux rotorique ( $\Omega_r, \Phi_r$ ).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{III-30})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (\text{III-31})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{r \text{ ref}}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r \text{ ref}}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{r \text{ ref}}). \end{cases} \quad (\text{III-32})$$

Les dérivées successives de  $S_1$  et  $S_2$  seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (III-33)$$

En utilisant le système d'équation (III-22), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left( \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (III-34)$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - k_1 \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left( \frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left( \frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (III-35)$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (III-36)$$

Le système (III-35) peut être réorganiser dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III-37)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{r \text{ ref}} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{r \text{ ref}} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{r \text{ ref}} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{r \text{ ref}} \end{array} \right. \quad \text{(III-38)}$$

Sous la forme condensé (III-37) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad \text{(III-39)}$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapouov ( $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sgn}(S) \quad \text{(III-40)}$$

En égalisant (III-39) et (III-40) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad \text{(III-41)}$$

Dans ce chapitre la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad \text{(III-42)}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(s) \end{array} \right. \quad \text{(III-43)}$$

La commande globale assurant à la fois ( $S_i = 0$  et  $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad \text{(III-44)}$$

Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III-45)}$$

Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III-46})$$

Pour que la loi de commutation intervient de la loi de commande globale il faut choisir  $v_1$  et  $v_2$  suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III-47})$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

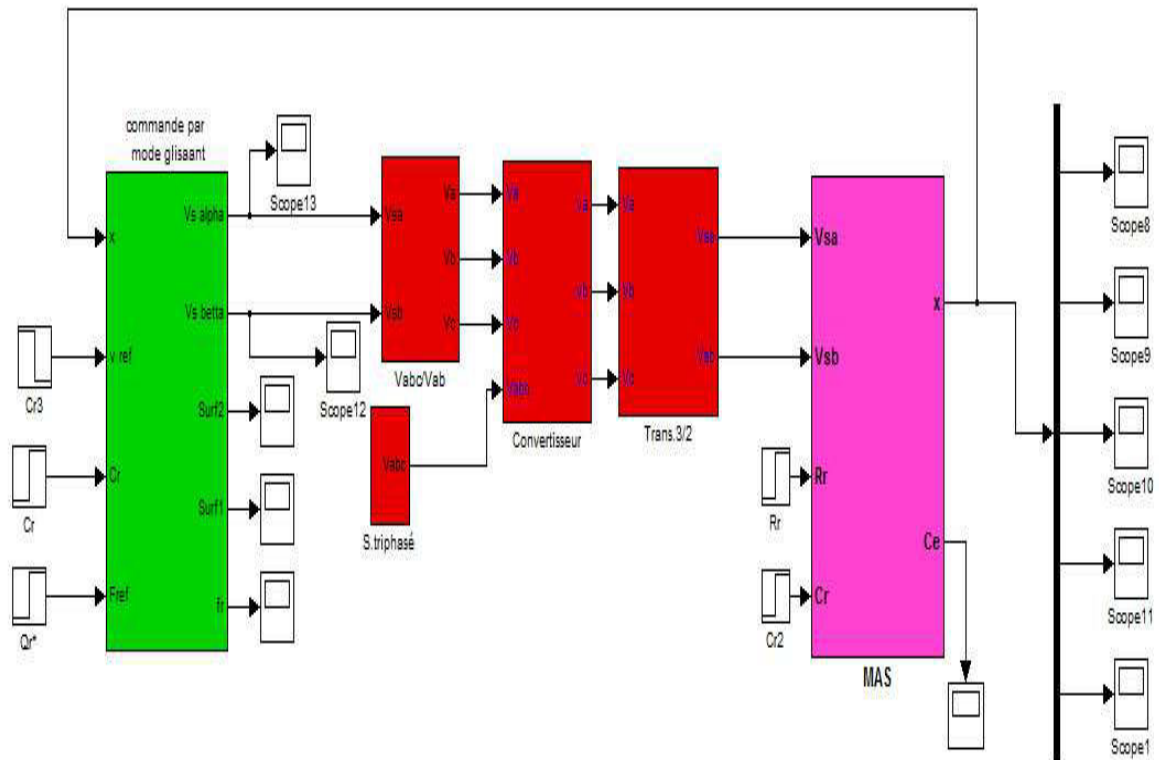
$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{III-48})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-49})$$

### III.11- Bloc de simulation

La figure (III-06) représente le schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente).



Figure(III-06):Schéma block de simulation

### III.12- Simulation et interprétation des résultats

#### III.12.1 Test de robustesse avec variation de la charge

Les résultats de simulation de la figure (III.7) montre que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. L'allure de couple électromagnétique présente un pic de couple aux premiers instants de démarrage, puis suit sa référence. Le courant suit parfaitement la variation de la charge. Le découplage est toujours réalisé.

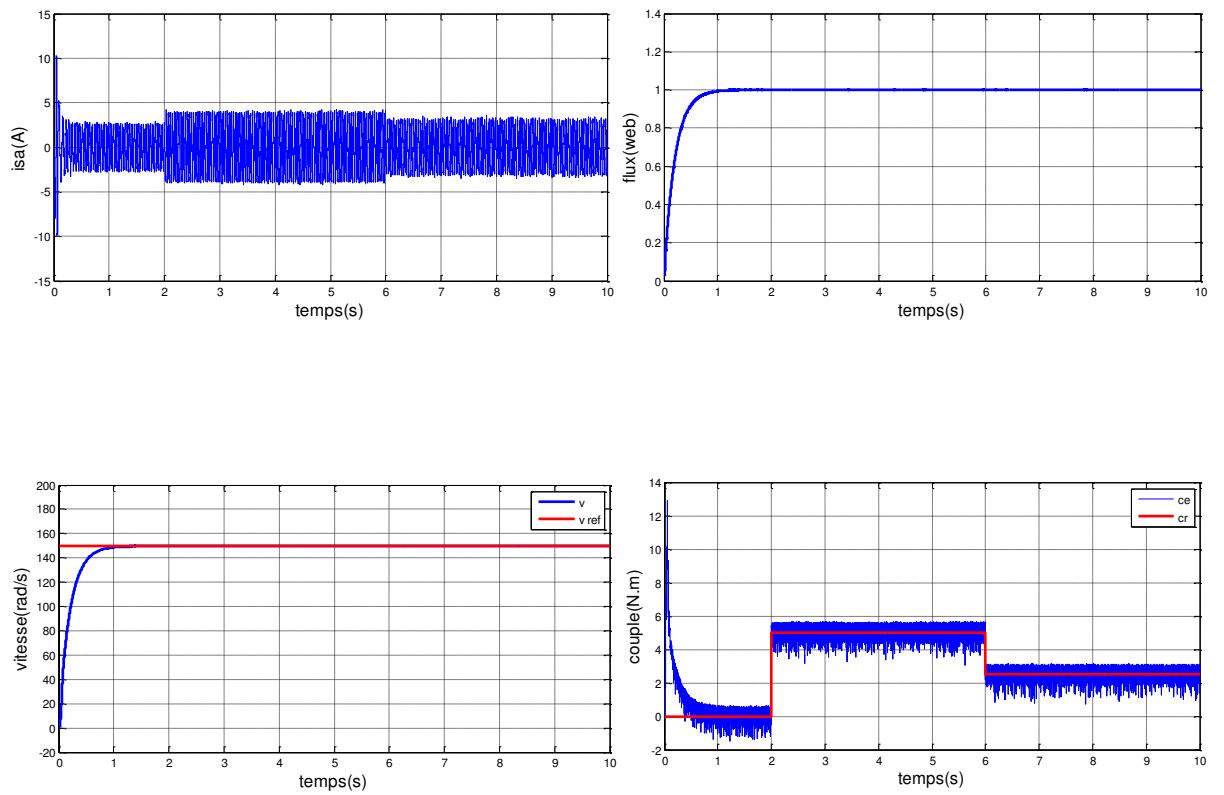


Figure (III-07) : Test de robustesse avec variation de charge

### III.12.2- Test de robustesse avec variation de la vitesse

La figure (III.8) illustre les courbes pour une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse presque le même. L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

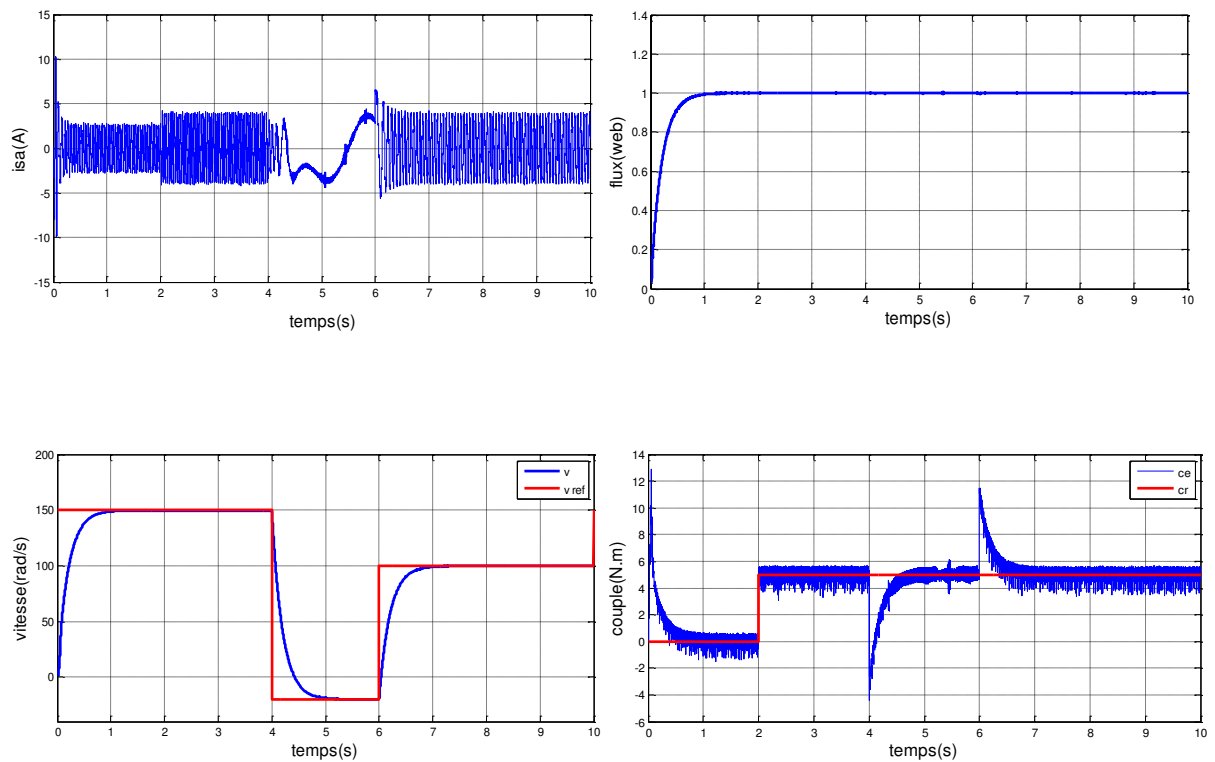


Figure (III-08) : Test de robustesse avec variation de vitesse

### III.12.3 Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique

La figure (III.09) montre que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur les caractéristiques de vitesse, du flux et du courant ce qui confirme que la commande est robuste sauf la présence du chattering au niveau du courant. Les surfaces de glissement convergent vers zéro avec la présence du chattering.

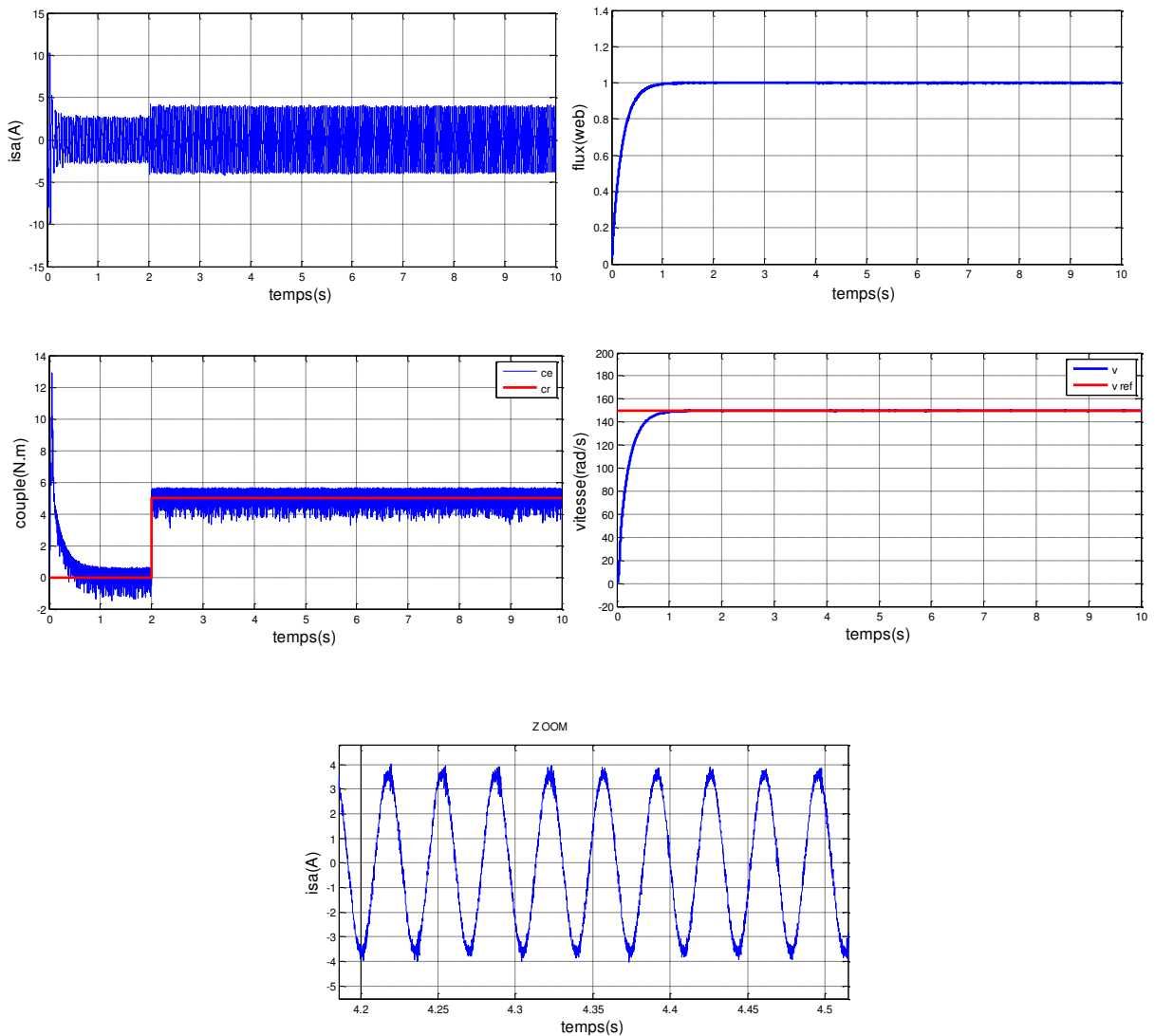


Figure (III-09) : Test de robustesse avec variation résistance rotorique

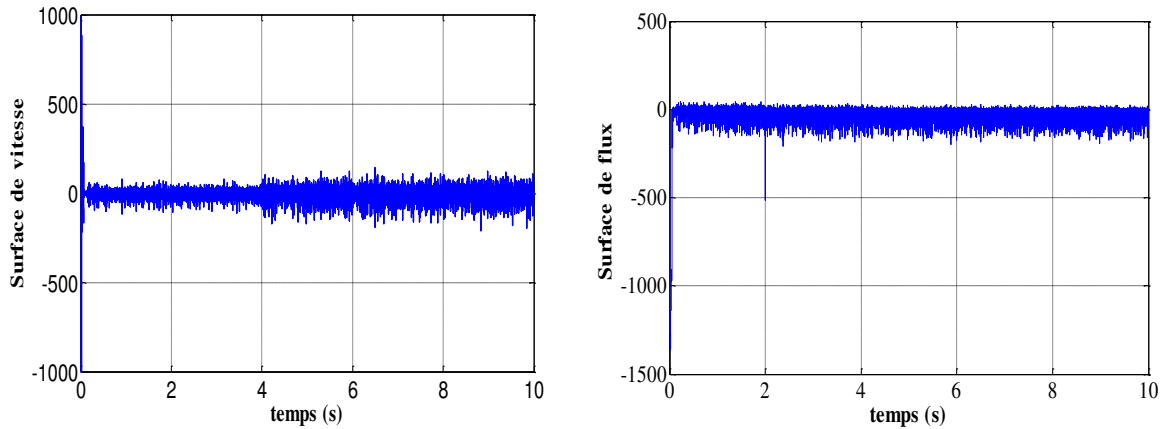


Figure (III-10) Les surfaces de glissement, du flux et de la vitesse

### III.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la commande par mode glissant qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

### CONCLUSION GENERALE

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications.

Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, aux quelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte. L'objectif principal de ce mémoire était la synthèse des lois de commande par non linéaire pour la commande de la machine asynchrone et allant de paire entre limitation d'énergie aux bornes du stator et performances automatiques optimales. Deux commandes sont considérées: la linéarisation entrée-sortie et la commande par mode glissant

La commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties a donnée des résultats satisfaisants pour tout ce qui concerne la poursuite des variations de la vitesse de consigne, mais avec des changements dans le couple résistant le flux présente une erreur statique.

La commande par mode glissant est plus robuste vis à vis des variations du couple de charge ou des variation de la résistance rotorique mais souffre du broutement.

Enfin, de l'étude des deux techniques du contrôle du moteur asynchrone triphasé, on peut conclure que la technique de commande par mode glissant a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à la commande non linéaire, donc la commande par mode glissant offre certains avantages :

- 1\* Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- 2\* Un dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle".

Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement et la rapidité de la réponse dépend du couple maximal que peut donner à la machine.

## Annexe(A)

### Paramètres de la machine

Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kw}$
Vitesse nominale	$V_n = 1500 \text{ tr/min}$
Résistance statorique	$R_s = 10\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 6.3\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.4642H$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.4612H$
Inductance mutuelle	$M=0.4612H$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Moment d'inertie	$j = 0.02 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottements visqueux.	$f = 0 \text{ Nm.s.rad}$

- [1] **HADJI** Chaabane ; **DJAIDJA** Elamin "minimisation des pertes dans la machine Asynchrone utilisant la méthode vectorielle" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2006.**
- [2] **HADDAD** Salah ; **CHARIF** Mourad "Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode glissement de moteur asynchrone" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2005.**
- [3] **LAIEB** Fadila ; **GUERROUCHE** Hakima " Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2004.**
- [4] **ACHOUR** Abdelmalak ; **AICHOUCHE** Azedine " Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2005.**
- [5] **BELKAIBECH** Ali ; **MAALMI** Ali " Commande a base d'un régulateur RST de la machine a induction" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2006.**
- [6] **YAHIAOUI** Omar ; **LABZA** Tahar " Etude et simulation d'association onduleur de tension -moteur asynchrone et réglage par mode glissant" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2007.**
- [7] **IHADDADENE** Kerim ; **CHAIBI** Madani ; **ABDELATIF** Billal " Etude comparative entre la commande pi et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphasé" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2009.**
- [8] **KAHIL** Zoubir ; **LATRECHE** Houari " Commandes par retour d'état non linéaire d'un moteur asynchrone " **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA , JUIN 2006.**
- [9] **KEDJOUTI** Seddik ; **MESSAOUDI** Chouaib " Réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone a double alimentation par des régulateurs en mode glissant " **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA , JUIN 2005.**
- [10] **NAIDJI** Omar "Commande à structure variable appliquée au simulateur de vol d'hélicoptère" **mémoire de master Université de M'SILA, JUIN 2012.**
- [11] **BOUKHELKHAL** Abdelouahab ; **HACHEMI** Ahmed adel "Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un vé chile" **Mémoire d'Ingénieur Université de M'SILA,2006**

- [12] **ZORIG** Abd elaziz ; **BELOUADAH** Ahmed hamza " Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone à aimant permanent " **Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2006**
- [13] **AMGHAR** Billal ; **HEDID** Abdelkader " Commande par Fuzzy Sliding Mode d'un variateur de vitesse hydrodynamique " **Mémoire d'Ingéniorat Ecole Nationale Polytechnique2007.**
- [14] **BELKHEIR** Med elamine ; **HAMDI** Mohamed ; **ROUMAIR** Tariq " Synthèse de lois de commande par flou mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliquées à un système Hydraulique " **Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2010**
- [15] **BOUCHAALA** Safia "Commande à structure variable d'une machine à induction" **mémoire de master Université de M'SILA, JUIN 2012**
- [16] **DJERIOUI** Ali ; **KHELIFI** Faris "Commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires séries " **Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2009**
- [17] **CHEMMOURI** Boudjemaa ; **GAFER** Boubekeur "Commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents, " **Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2005**
- [18] **DEBBI** Mouna ; **BAKHTI** Sarah "Commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage en présence des défauts rotoriques " **Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2006**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPÔLME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE  
SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**Propose et dirige par: Mme.H.BENDERRADJI**

**Présente par: SAHRAOUI Mebarek**

**Thème :  
Commandes non linéaires de la machine asynchrone**

**Résumé**

Les machines asynchrones constituent la plus grande partie des moteurs construits jusqu'à nos jours. La lois de commande classique peut être insuffisante car elle est moins robuste et moins précise. Pour cela nous avons utilisé d'autres techniques de l'automatique moderne dans l'objectif est d'améliorer les performances et la robustesse de la machine même en présence des perturbations et des incertitudes.

Parmi ces méthodes on a commandé la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension, par deux types de commandes différentes; la première commande est la linéarisation entrée-sortie et la seconde utilise le mode glissant. Ces méthodes sont appliquées sur le modèle de Park dans le référentiel lié au stator. Les résultats de simulations sont satisfaisants.

**Mots clé :**

Machine asynchrone, mode glissant, linéarisation entrée-sortie , commandes non linéaires

**N°d'ordre 086**