

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



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE  
L'INGENIEURAT  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION  
COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

---

**SYNTHESE DES LOIS DE COMMANDE ROBUSTE A  
STRUCTURE VARIABLE POUR UNE MACHINE  
ASYNCHRONE**

---

**Proposé et dirigé par :**

**- M. ZEGHLACHE SAMIR**

**Présenté par :**

**- ZAGHBA Abdelkarim**

**- TITRAOUI Radhouane**

**Année Universitaire : 2008 / 2009**

## ***REMERCIEMENT***

*A l'issue de cette fin de travail nous adressons nos remerciements premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années d'études.*

*Nos remerciements s'adressent à notre promoteur Mr SAMIR ZEGHLACHE pour avoir proposé et diriger ce modeste travail et pour son continuel suivi tout le long de la correction de ce mémoire. Elle nous a présenté un excellent exemple de la compétence scientifique, discipline et générosité.*

*Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepter de juger notre travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toute personne qui nous a aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.*

# Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m' avoir donné le  
courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés  
rencontrées.*

*Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à*

*Ma très chère mère et mon père*

*Mes sœurs*

*Mes frères*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

**ZAGHBA ABDELKARIM**

# Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m' avoir donné le  
courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés  
rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail à*

*Mes chers parents*

*Mes sœurs et frères*

*Toute ma famille*

*Sans oublier ceux qui m' ont*

**TITRAOUI RADHWANE**

# SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
NOTATIONS ET SYMBOLS .....	V
INTRODUCTION GENERAL .....	1
<b>CHAPITRE 1 : MODILISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE</b>	
<b>ASYNCHRONE</b>	
1.1. Introduction .....	3
1.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée .....	3
1.2.1. Description .....	3
1.2.2. Equations électriques .....	4
1.2.3. Equations magnétiques .....	5
1.3. Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée .....	6
1.3.1. Equations électriques et magnétiques dans le repère diphasé .....	8
1.3.2. Définitions des différents référentiels .....	9
1.3.2.1. Référence ( $\alpha,\beta$ ) .....	10
1.3.2.2. Référence(x,y) .....	10
1.3.2.3. Référence (d,q).....	10
1.3.3. Equation électromagnétique .....	11
1.3.4. Equation mécanique .....	11
1.4. Mise en équation d'état .....	12
1.5. Simulation de la machine asynchrone .....	14
1.6. Conclusion .....	18

## **CHAPITRE 2 : ASPECT THEORIQUE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE**

2.1. Introduction .....	19
2.2. Différentes structures du contrôle par mode de glissement .....	19
2.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....	19
2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état .....	20
2.2.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente .....	21
2.3. Théorie de la Commande par Mode de Glissement .....	21
2.4. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement .....	23
2.4.1. Choix des surfaces de glissement .....	23
2.4.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant .....	24
2.4.2.1. Approche directe .....	24
2.4.2.2. Approche de Lyapunov .....	24
2.4.3. Détermination de la loi de commande .....	25
2.5. Elimination du Phénomène du broutement (Chattering).....	28
2.6. Domaine d'application du réglage par mode glissant .....	29
2.7. Les avantages de la commande par mode glissant .....	30
2.8. Conclusion .....	30

## **CHAPITRE 3 : SYNTHESE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE**

3.1. Introduction .....	31
3.2. Commande non-linéaire par mode glissant .....	31
3.2.1. Modèle du moteur asynchrone .....	31
3.2.2. Choix des surfaces de glissements .....	33
3.2.3. Conditions de convergence .....	33
3.2.4. Loi de commande par mode glissant .....	34
3.3. Modélisation et simulation de la partie puissance .....	38
3.3.1. Modélisation et simulation du pont redresseur .....	38
3.3.2. Modélisation et simulation du filtre .....	40
3.3.3. Modélisation et simulation de l'onduleur de tension triphasé .....	41
3.3.3.1. Commande MLI d'un onduleur de tension triphasé .....	42
3.3.4. Association Convertisseur –Machine .....	43

3.4. Schéma de bloc .....	44
3.5. Présentation des résultats de simulation .....	45
3.5.1. Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse .....	45
3.5.2. Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge .....	47
3.5.3. Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique .....	48
3.6. Conclusion .....	50

## **CHAPITRE 4 : COMMANDE HYBRIDE MODE GLISSANT- BACKSTEPPING**

4.1. Introduction .....	51
4.2. Généralité sur la technique du Backstepping .....	51
4.3. Généralités sur la commande des systèmes non linéaires par Lyapunov .....	51
4.3.1. Systèmes non linéaires .....	51
4.3.2. Stabilité .....	52
4.3.2.1. Définition intuitive .....	52
4.3.2.2. Selon Lyapunov .....	52
4.3.2.3. Stabilité locale et Stabilité globale .....	53
4.3.2.3.1. Stabilité locale .....	53
4.3.2.3.2. Stabilité globale .....	53
4.3.2.3.3. Région d'attraction .....	54
4.4. Méthodes d'analyse .....	54
4.4.1. Première méthode de Lyapunov .....	54
4.4.2. Deuxième méthode de Lyapunov .....	55
4.4.3. Commande des systèmes non linéaires par la méthode de Lyapunov .....	57
4.5. Aspect théorique de la technique du backstepping .....	57
4.6. Les avantages de la commande backstepping .....	59
4.7. Association de la commande par backstepping au mode glissant .....	59
4.7.1. Aspect théorique .....	59
4.7.2. Synthèse de la commande .....	60
4.8. Schéma de bloc .....	64
4.9. Présentation des résultats de simulation .....	65
4.9.1. Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse .....	66
4.9.2. Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge .....	67
4.9.3. Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique .....	68

4.10. Conclusion .....	70
------------------------	----

## **CHAPITRE 5 : ETUDE COMPARATIVE**

5.1. Introduction .....	71
-------------------------	----

5.2. Etude comparative .....	71
------------------------------	----

5.3. Conclusion .....	73
-----------------------	----

<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>74</b>
----------------------------------	-----------

### **ANNEXE**

<b>ANNEXE A : LES PARAMETRES DE LA MACHNE ASYNCHRONE UTILISEE ...</b>	<b>75</b>
---	-----------

<b>ANNEXE B : TRANSFORMATION DE PARK .....</b>	<b>76</b>
--	-----------

<b>ANNEXE C : EQUATION DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE .....</b>	<b>79</b>
--	-----------

<b>BIBLIOGRAPHTE .....</b>	<b>81</b>
----------------------------	-----------



## NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS	: Machine Asynchrone.
MLI	: modulation de largeur d'impulsion.
$s, r$	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
$a, b, c$	: Indice correspondants aux trois phases a, b, c.
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$	: Tensions d'alimentation des phases statorique.
$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$	: Tensions d'alimentation des phases rotorique.
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	: Courants statorique.
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$	: Courants rotorique.
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$	: Flux statorique.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$	: Flux rotorique.
$L_{ss}$	: La matrice des inductances statorique.
$L_{rr}$	: La matrice des inductances rotorique.
$R_s, l_s$	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$R_r, l_r$	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$M_{sr}$	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
$m_s$	: L'inductance mutuelle entre phases statorique.
$m_r$	: L'inductance mutuelle entre les phases rotoriques.
$\theta$	: Angle électrique.
$(\alpha, \beta)$	: Axes fixés au stator.
$(x, y)$	: Axes fixés au rotor.
$(u, v)$	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
$\theta_s, \theta_r$	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
[P]	: Matrice de transformation de PARK.

$\omega_s$	: Pulsation statorique.
$\omega_r$	: Pulsation rotorique.
$\omega$	: Pulsation mécanique du rotor.
$p$	: Nombre de paires de pôles.
$C_r$	: Couple résistant.
$\Omega$	: Vitesse angulaire de rotation.
$f$	: Coefficient de frottement.
$J$	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
$C_e$	: Couple électromagnétique.
$\sigma$	: Coefficient de dispersion.
$[A]$	: Matrice de transition.
$[B]$	: Matrice de commande.
$T_r$	: Constante du temps rotorique.
$T_s$	: Constante du temps statorique.
$V_{eff}$	: Valeur efficace de tension.
$f$	: Fréquence du réseau.
$e_\Omega$	: Erreur de la vitesse
$e_{\Phi_r}$	: Erreur du flux rotorique
$\phi^*$	: Flux de référence
$\Omega^*$	: Vitesse de référence

---

---

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

---

## **1. Généralité**

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position 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 électrique varie peu.

Pour tous ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur est très justifiée, à savoir les machines asynchrones qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi, les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines.

La machine à courant alternatif se présente alors comme un système multivariable non linéaire, fortement couplé, ce qui rend son contrôle très complexe. Les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cette non- linéarité et cette complexité des propriétés dynamiques du système exige une commande complexe.

## **2. L'objectif de mémoire**

L'objectif principal de ce travail, c'est d'introduire la technique de réglage par mode glissant d'une machine asynchrone, basées sur le principe du backstepping.

## **3. Structure du mémoire**

Pour bien décortiquer les étapes de notre travail, le mémoire est composé de cinq chapitres présentés ci-après.

- Dans le premier chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la machine dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine, finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.
- Pour le deuxième chapitre, on traite des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode de glissement.

- Le troisième chapitre est consacré à la synthèse de la commande par mode de glissant, ainsi qu'une présentation des résultats de simulation et des tests de robustesse de la commande.
- Dans le quatrième chapitre, nous présentons d'abord des rappels théoriques sur les méthodes d'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires, ensuite nous mettons l'accent sur la commande hybride glissante backstepping, finalement nous présentons des résultats de simulation et des tests de robustesse de cette commande hybride.
- Le cinquième chapitre est consacré à l'étude comparative entre les deux lois de commandes proposées dans ce document.

Enfin une conclusion générale sera proposée avec des perspectives envisagés.

# **CHAPITRE 01**

---

---

## **MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

---

---

## **1.1. Introduction**

La machine asynchrone (MAS) constitué l'élément dont la connaissance de ses transitoires est importante pour la conception et la commande de l'entraînement asynchrone à vitesses variables. La commande ainsi réalisée devrait se baser sur la modélisation de la MAS.

Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants adaptés aux variateurs de vitesse.

Dans le présent chapitre, le modèle de la MAS est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général la parfaite symétrie de la machine, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente. La plupart des commandes de la MAS nécessitent son modèle présenté sous forme d'équation d'états commandé en tension. La représentation d'état de la MAS devient linéaire le temps d'un pas d'intégration ce qui justifié l'utilisation du calcul matriciel en général. Ce modèle sera traduit sous forme de schéma bloc de manière à être simulé à l'aide du logiciel (MATLAB/SIMULINK).

## **1.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée**

### **1.2.1. Description**

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [1] :

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (1.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle  $(2\pi/3)$ , ainsi que les axes rotoriques. L'angle  $\theta$  représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (Ra) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (Sa). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

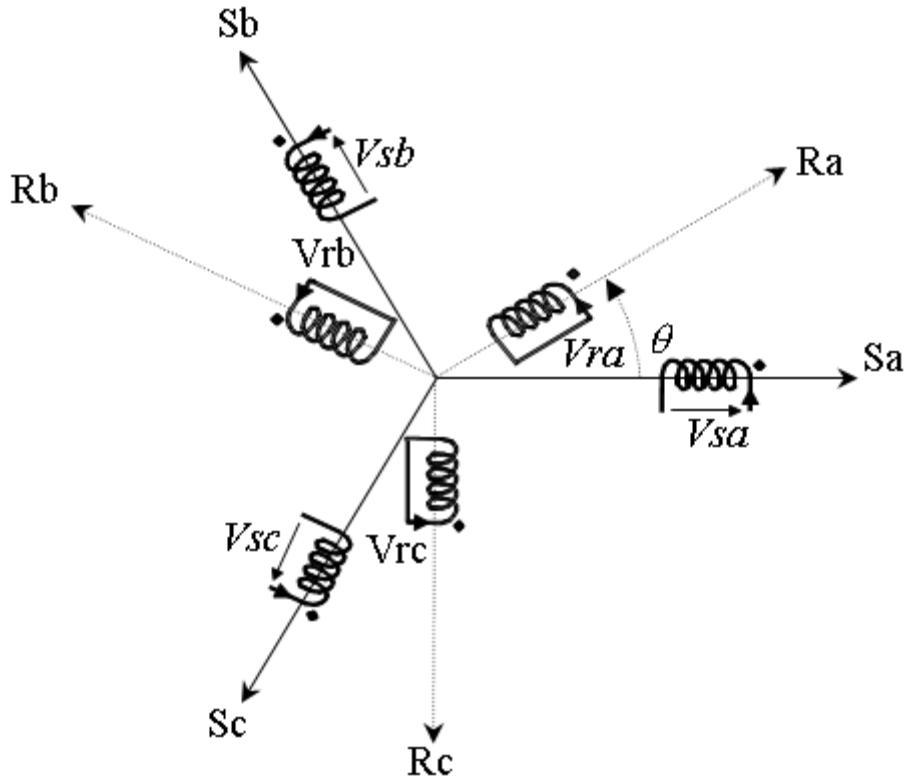


Figure (1.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

### 1.2.2. Equations électriques

En considérant la figure (1.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$



$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Avec  $V$ ,  $i$  et  $\Phi$  sont respectivement la tension, le courant et le flux.

$R_s$  et  $R_r$  sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

### 1.2.3. Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

$l_s, l_r$  : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

$M_s, M_r$  : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

$M_{1,2,3}$  : Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (I.6)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (I.7)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

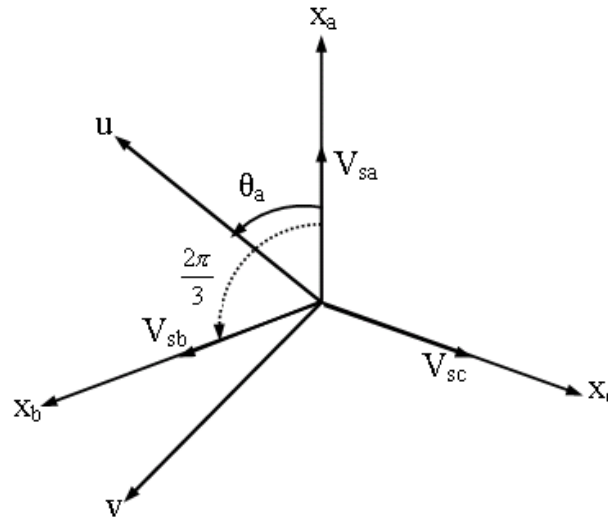
$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

### 1.3. Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé. Elle s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [2].

Selon la figure (1.2) la projection du vecteur  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} (V_{sa} \cos \theta_a + V_{sb} \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3} (V_{sa} \sin \theta_a + V_{sb} \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.11)$$



**Figure (1.2) :** Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

$\theta_a$  : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe  $x_a$  et l'axe  $u$ .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

On ajoute l'expression homopolaire  $V_{so}$  à l'équation (I.11) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \tag{I.12}$$

La composante homopolaire  $V_{so}$  est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.11) et (I.12) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK  $[P(\theta_a)]$ .

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées ( $V_{su}, V_{sv}$ ) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

### 1.3.1. Equations électriques et magnétiques dans le repère diphasé

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

Après tout développement de calcul, fait en annexe [B], les équations (I.1), (I.2), (I.3) et (I.4) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Avec :

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

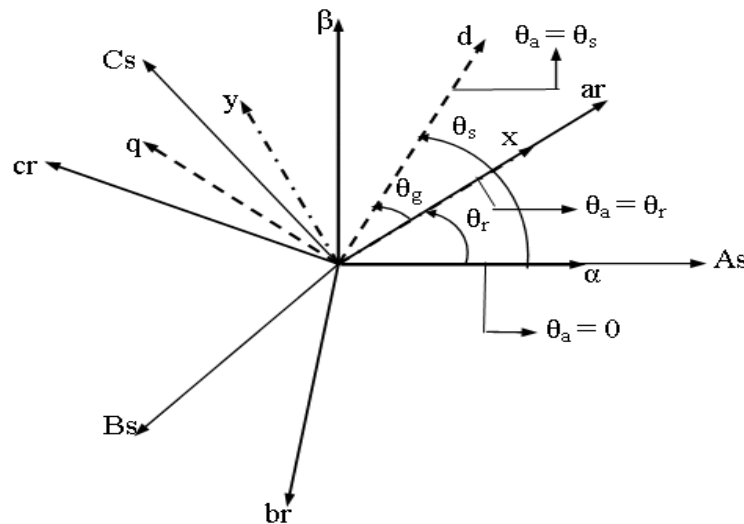
$L_r = l_r - M_r$  : Inductance propre cyclique du rotor.

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

### 1.3.2. Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [1]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux présentés dans la figure (1.3).

- Référence des axes  $(\alpha, \beta)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = 0$ ) (—)
- Référence des axes  $(d, q)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_s$ ) (- - -)
- Référence des axes  $(x, y)$  : système biphasé à axes orthogonaux ( $\theta_a = \theta_r$ ) (- · - ·)



**Figure (1.3) :** Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$  : Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

### 1.3.2.1. Référence ( $\alpha, \beta$ )

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

### 1.3.2.2. Référence ( $x, y$ )

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega = \omega_a$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

1.3.2.3. Référence (d,q)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad \text{Avec} \quad \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Cette dernière représentation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent [3].

1.3.3. Equation électromagnétique

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction des flux et courants statoriques et rotoriques. Le développement de calcul détaillé, est présenté dans l'annexe [C] :

$$C_e = p [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I.27)$$

$$C_e = p [\Phi_{rv} i_{ru} - \Phi_{ru} i_{rv}] \quad (I.28)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_s} [\Phi_{su} i_{rv} - \Phi_{sv} i_{ru}] \quad (I.29)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I.30)$$

Avec :

$p$  : Nombre de paire de pôles.

### 1.3.4. Equation mécanique

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant  $C_r$ , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (I.31)$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie.

$f$  : Coefficient de frottement.

$C_r$  : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation. Avec  $\omega = p \Omega$

### 1.4. Mise en équation d'état

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, la tension statorique ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse des champs tournant ( $\omega_s$ ) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant ( $C_r$ ) comme perturbation. Dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ ), le vecteur d'état peut être représenté par plusieurs variables d'états, notre étude se limite à choisir le courant statorique et le flux rotorique comme variables d'états ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$ ).

Après l'arrangement des équations (I.19), (I.20), (I.21), (I.22) on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{d i_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{d i_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{r\beta} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (I.32)$$



Avec:

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

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

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

On peut réécrire le système d'équation (I.32) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

De la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Avec :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.35})$$

Avec :

$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T$  : Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta} \ 0 \ 0]^T$  : Vecteur de commande.

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

$[B]$  : Matrice de système de commande.

En multipliant le système (1.34) par  $[L]^{-1}$ , on trouve la matrice d'évolution:

$$[A] = [L]^{-1}[Z] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Et la matrice de commande  $[B]$  :

$$[B] = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_sL_r\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_sL_r\sigma} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

### 1.5. Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la machine asynchrone est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [A].

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes constantes, elles peuvent être présentées comme suit :

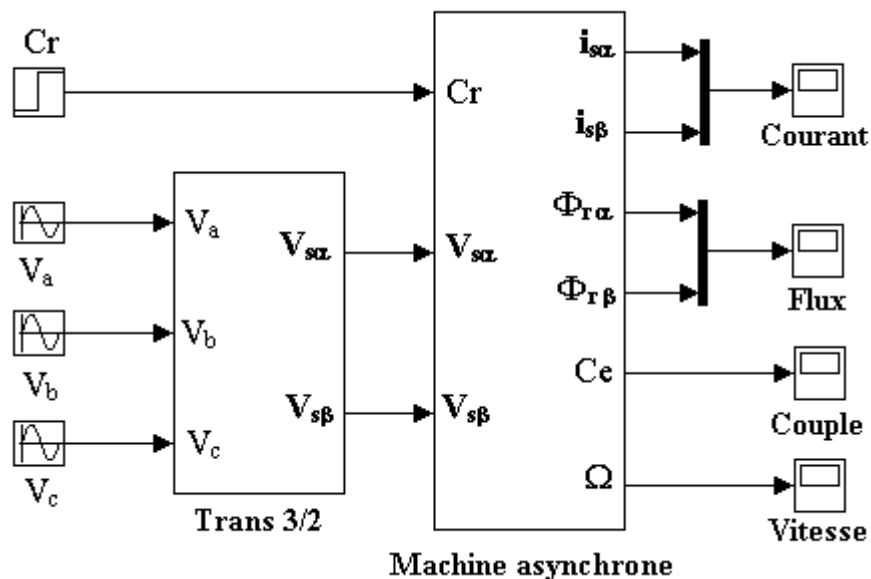
$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.38)$$

Avec :

$V_{eff}$  : Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$  avec  $f$  : Fréquence du réseau

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (1.4).



**Figure (1.4) :** Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

La figure (1.5) et la figure (1.6) sont présentes les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension par un réseau parfaitement sinusoïdal. Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale ( $Cr = 5$ ) à l'instant  $t = 1.5s$ .

a) Fonctionnement à vide ( $C_r = 0\text{N.m}$ )

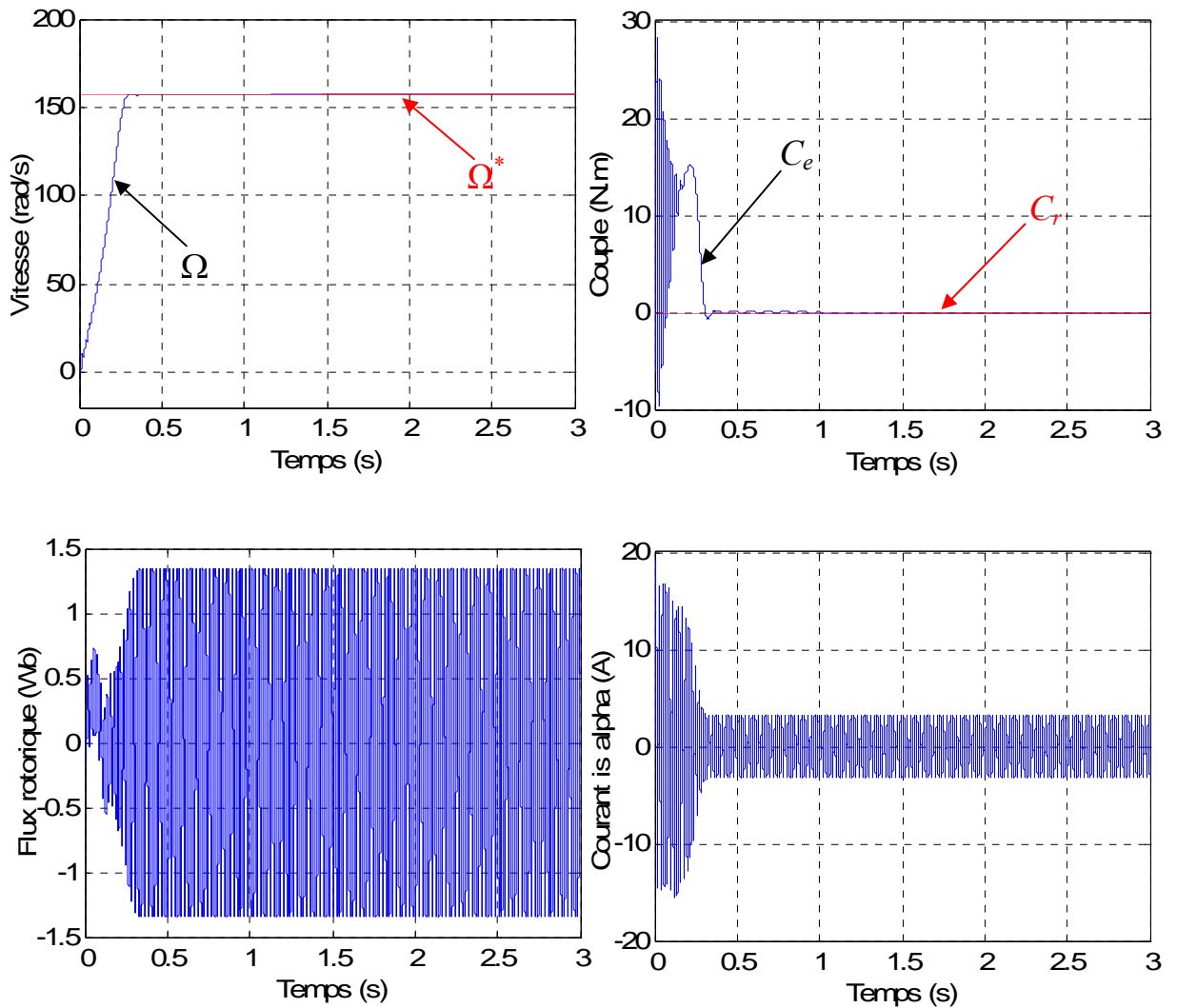
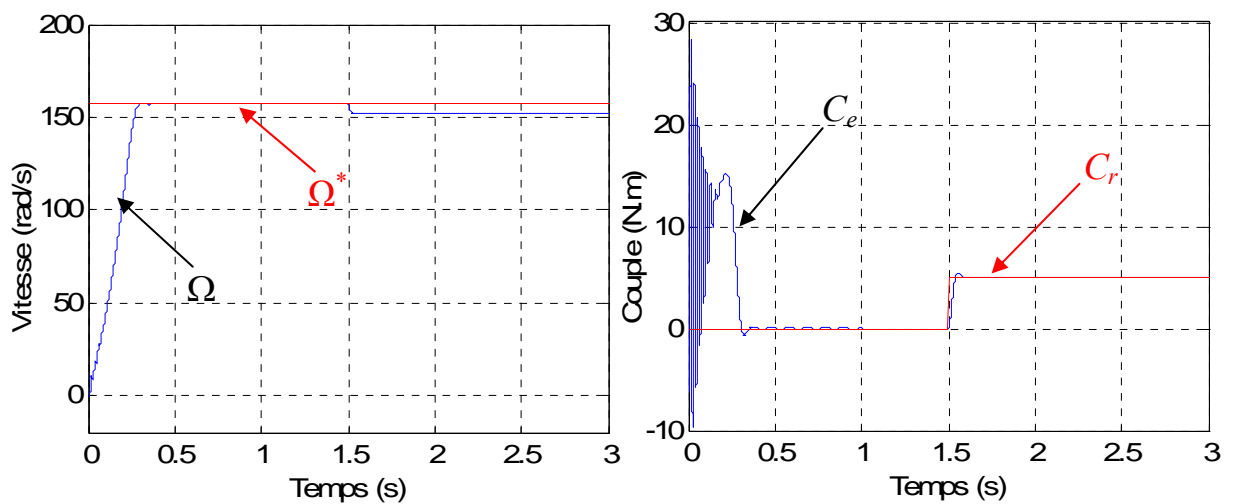
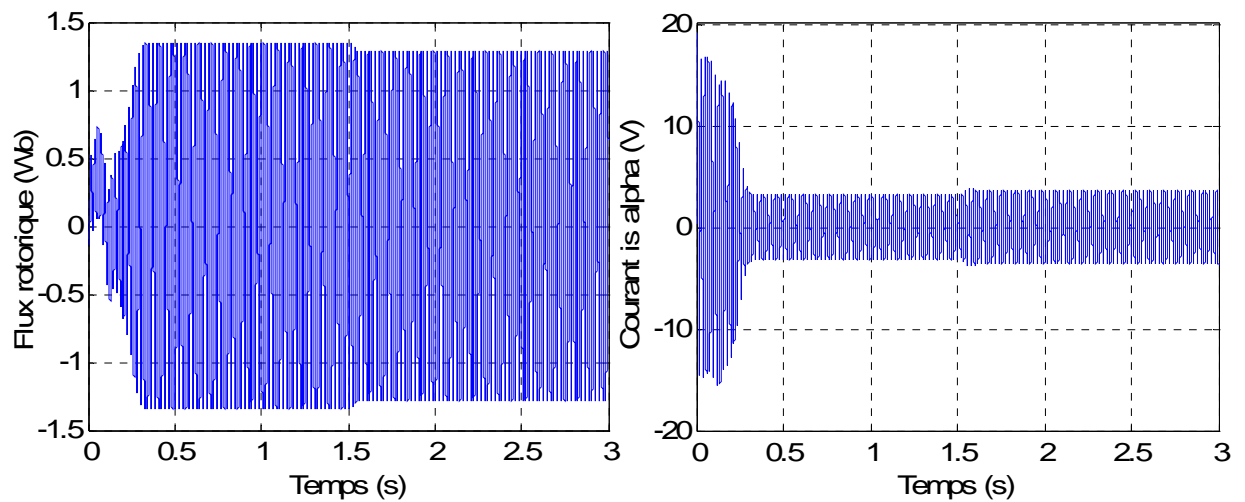


Figure (1.5) : Résultats de simulation de MAS à vide

b) Fonctionnement en charge ( $C_r = 5\text{N.m}$ )





**Figure (1.6):** Résultats de simulation de MAS en charge

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un croissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s). Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, après il se stabilise à une valeur nulle (charge nulle). Le flux rotorique se présente sous forme sinusoïdale d'amplitude presque constante. Finalement, le courant présente des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Lors du deuxième essai, correspondant à l'application d'une charge nominale  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à l'instant ( $t = 1.5 \text{ s}$ ), on constate une décroissance de la vitesse, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser les oscillations avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Le flux rotorique conserve leur forme avec une légère diminution de ses modules et le courant statorique présente une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

**1.6. Conclusion**

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir 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 retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

D'autre part nous avons constaté 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.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande à structure variable (mode glissant).

# **CHAPITRE 02**

---

---

## **ASPECT THEORIQUE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE**

---

---

## 2.1. Introduction

Le réglage par le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. L'étude du mode de glissement a commencé en URSS et la Yougoslavie dans les années 60 [4] [5], par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles.

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 [6] la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis.

Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à structure variable.

Tout d'abord, nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes glissants, après, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement. Cette technique de commande robuste est une classe particulière à structure variable.

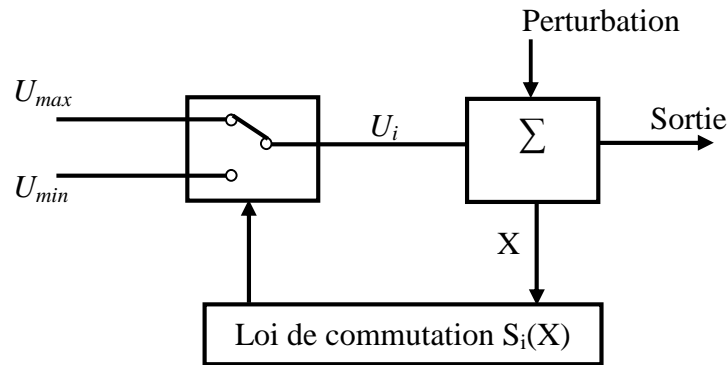
## 2.2. Différentes structures du contrôle par mode de glissement

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente [7]. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

### 2.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la figure (2.1). Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée.



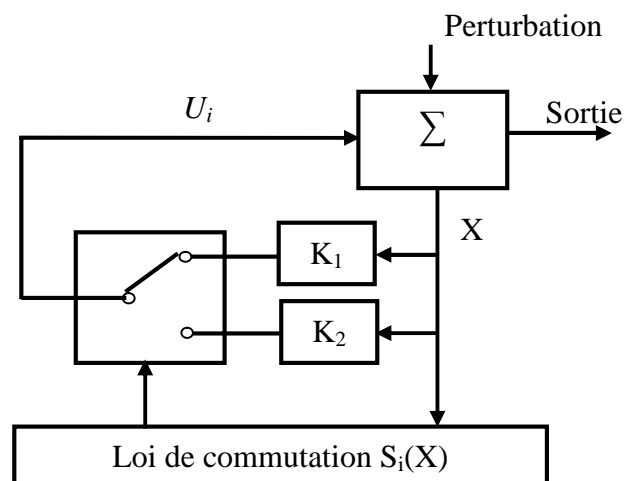


**Figure (2.1):** Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Cette structure correspond au fonctionnement *tout ou rien* des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas-à-pas [8].

### 2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

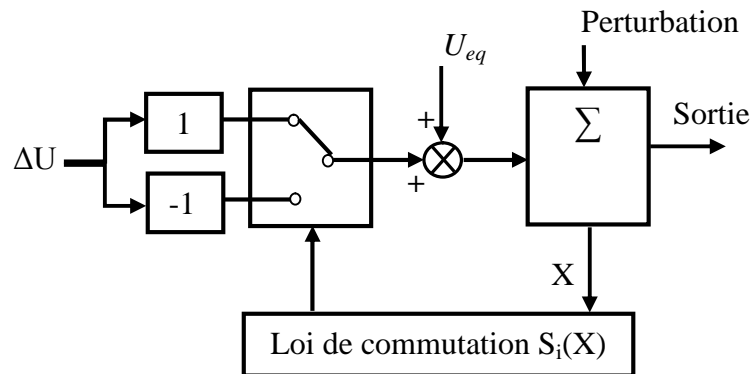
Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (2.2). D'après les études menées précédemment [8], c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [9]. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système.



**Figure (2.2):** Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

### 2.2.3. Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (2.3), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente [10].

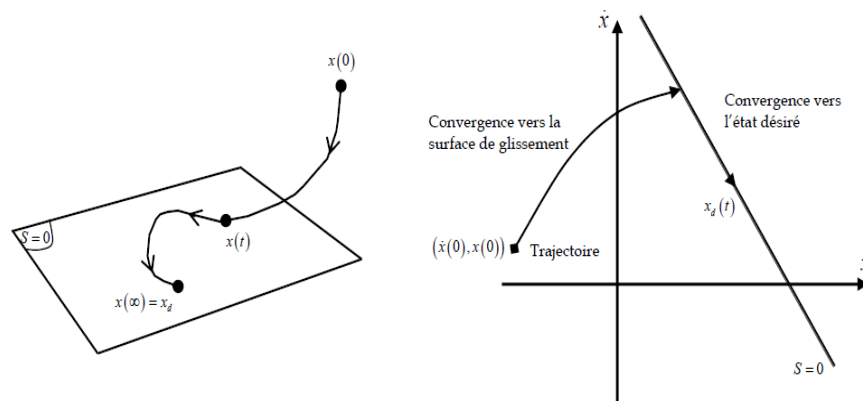


**Figure (2.3):** Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

### 2.3. Théorie de la Commande par Mode de Glissement

La théorie des systèmes à structure variable (sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement figure (2.4). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

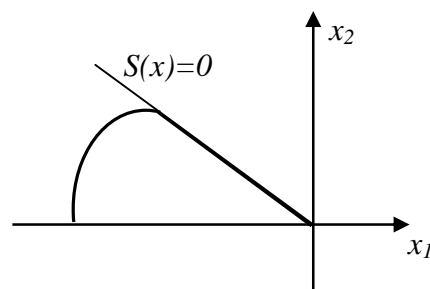
- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.



**Figure (2.4):** Convergence du système glissant.

### Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ .



**Figure (2.5):** Glissement idéal

### Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité.

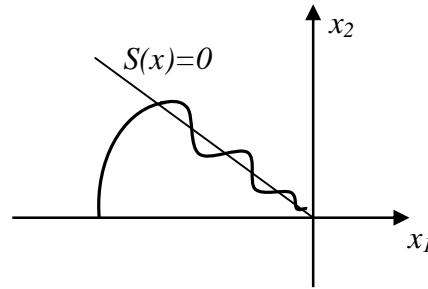


Figure (2.6): Glissement réel

## 2.4. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche. qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par:

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

### 2.4.1. Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II-1})$$

Où  $[X] \in R^n$  est le vecteur d'état, et  $[U] \in R^m$  le vecteur de commande, avec  $n > m$ .

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $[U]$ . afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $X$  vers sa valeur de référence  $X^*$ , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante :

$$s(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II-2})$$

Avec :

$\lambda$  : Gain positif.

$e(x) = X - X^*$  : Écart de la variable à réguler.

$r$  : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande. tel que :  $\frac{ds}{dU} \neq 0$  assurant la contrôlabilité.

Pour  $r = 1$   $S(x) = e(x)$ .

Pour  $r = 2$   $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$ .

Pour  $r = 3$   $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$ .

$S(x)$ : est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart à pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre  $r$ .

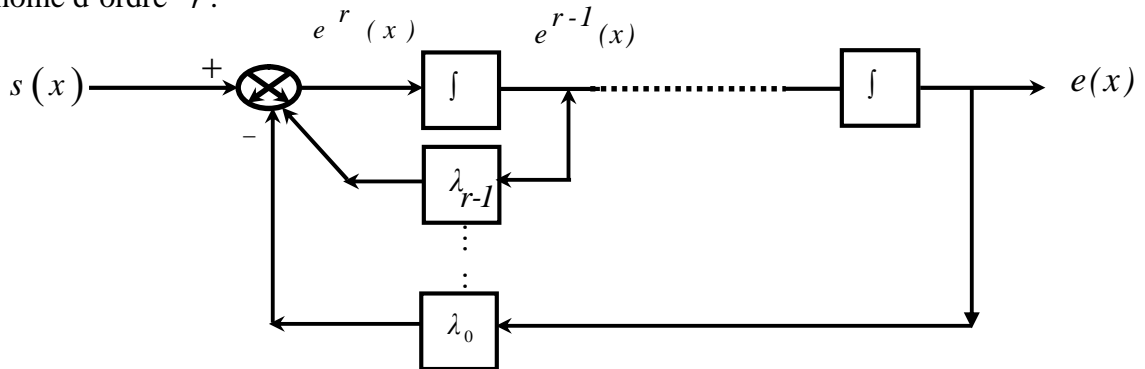


Figure (2.7): Linéarisation exacte de l'écart.

## 2.4.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont :

### 2.4.2.1. Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin [11]. Elle est donnée sous la forme:  $\dot{S}(x)S(x) < 0$

### 2.4.2.2. Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II-3})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{II-4})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II-5})$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [6].

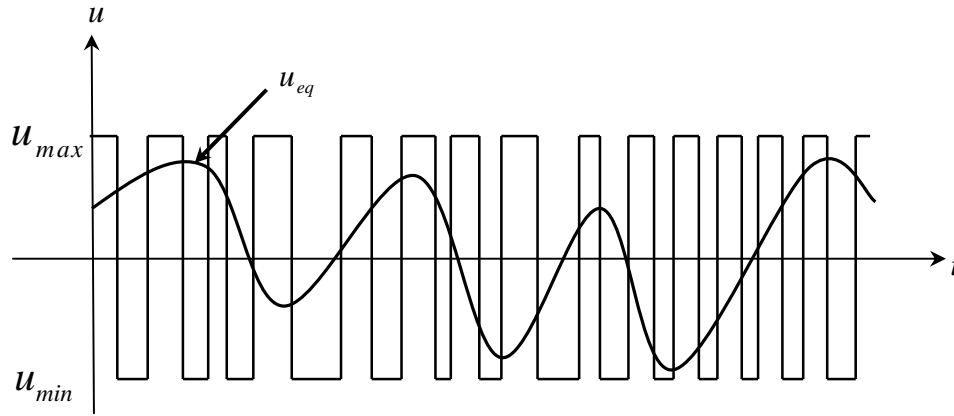
### 2.4.3. Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant atteint la dynamique du système qui est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et en suite vers son point d'équilibre tout en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de la commande comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et une deuxième stabilisante  $\Delta U$ , cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (\text{II-6})$$

$U_{eq}$  : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)$ . La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul  $\dot{S}(x) = 0$ . Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$  [7] Figure (2.8).



**Figure (2.8):** La valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

$\Delta U$  : est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (II.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II-7})$$

En remplaçant (II.1) et (II.6) dans (II.7), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \left\{ [A][X] + [B]U_{eq} \right\} + \frac{\partial s}{\partial x} [B] \Delta U \quad (\text{II-8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (\text{II-9})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (\text{II-10})$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (II.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} [B] \Delta U \quad (\text{II-11})$$

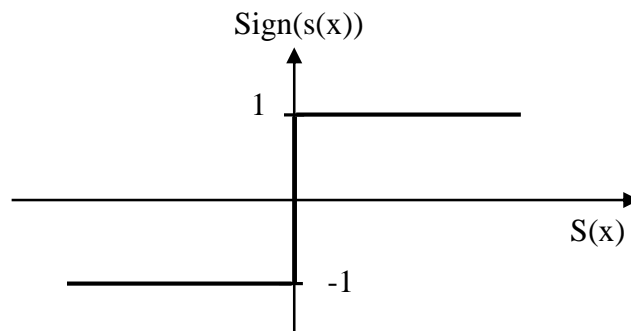
et la condition d'attractivité  $\dot{S}(x)S(x) < 0$  devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B] \Delta U < 0 \quad (\text{II-12})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $\Delta U$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]$ . La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction **sign** Figure (2.9).

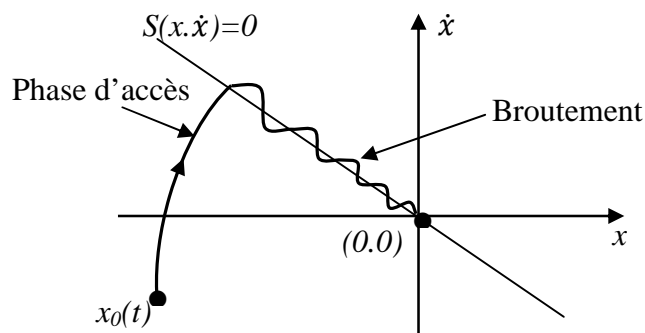
$$\Delta U = K_x \text{sign} S(x) \quad (\text{II-13})$$

Le signe de  $K_x$  doit être différent de celui de  $\frac{\partial S}{\partial X} [B]$ .



**Figure (2.9):** Fonction sign (non linéarité tout ou rien)

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering) qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. La figure (2.10) représente le phénomène broutement.

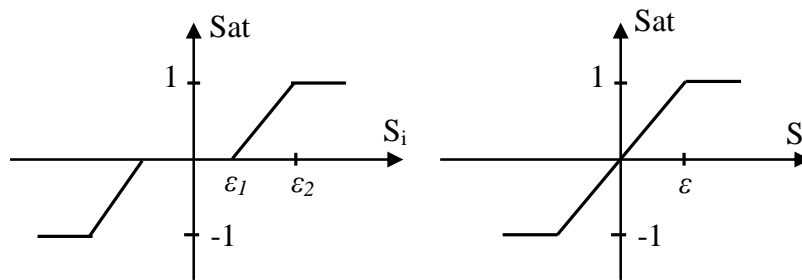


**Figure (2.10):** Phénomène de broutement



## 2.5. Elimination du Phénomène du broutement (Chattering)

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering. car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations, plusieurs solutions ont été apportées comme par exemple : remplacer la fonction «**sign**» par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) Figure (2.11).



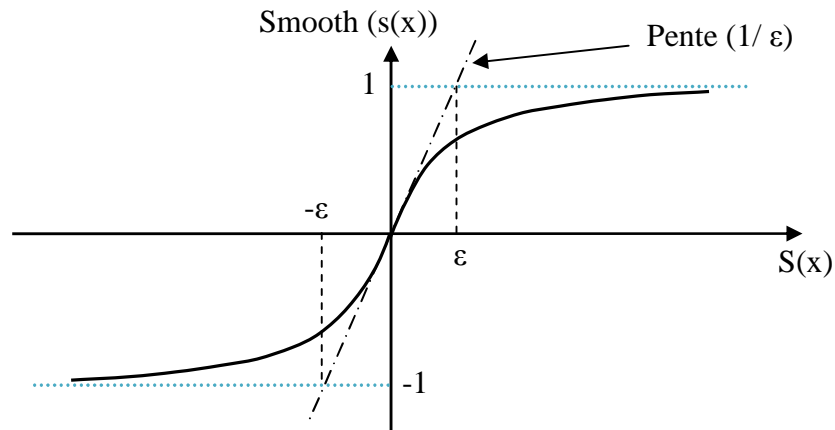
**Figure (2.11):** Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$sat(s) = \begin{cases} -1 & ,si \ s < -\varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & ,si \ |s| < \varepsilon \\ 1 & ,si \ s > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

$$sat(s) = \begin{cases} 0 & ,si \ |s| < \varepsilon_1 \\ \frac{s - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & ,si \ \varepsilon_1 < |s| < \varepsilon_2 \\ sign(s) & ,si \ s > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe C1. On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction figure (2.12).



**Figure (2.12):** Fonction de classe C1 ( $\varepsilon > 0$  et petit)

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{s(x)}{|s(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II-16})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$\Delta U = k_x \frac{s(x)}{|s(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II-17})$$

## 2.6. Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande, tel que la commande des systèmes hydrauliques ou pneumatiques et la robotique. Il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz [12].

Les entraînements électriques pour des machines outils ou des robots qui nécessitent soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, dans ce cas le comportement dynamique à haute performance à la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation), sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant.

Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages.

### **2. 7. Les avantages de la commande par mode glissant**

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- ✓ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations.
- ✓ Il suffit de connaître une borne pour  $v$ , ce qui simplifie le réglage.
- ✓ Le choix de la surface de commutation est assez libre.

La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de  $v$ .

### **2.8. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect théorique de la commande à structure variable et ces différentes structures. Nous avons d'abord fait un rappel sur le mode glissant.

Ensuite on a définie les conceptions nécessaires de cette commande comme le choix convenable de surface de commutation et la loi de commande, enfin la manière par laquelle réduire le phénomène de broutement résultant par la loi de commande.

Dans le chapitre suivant, on s'intéresse à l'application de la commande à structure variable sur le modèle de la machine asynchrone et on va tester la robustesse de cette commande contre les différentes variations telle que la charge et les paramètres résistifs du moteur.

# **CHAPITRE 03**

---

---

## **SYNTHESE DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE**

---

---

### 3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, on a exposé la théorie des modes glissants considérée comme l'une des méthodes de contrôle modernes et utilisée pour l'application industrielle. Cette théorie est simple et robuste au réglage des systèmes automatiques. Cet organe de commande est mis à disposition par l'électronique de puissance qui répond parfaitement aux exigences et qui s'appelle le variateur de courant continu à pulsation qu'il peut être équipé de thyristors avec des circuits de commutation forcée.

Compte tenu de cette importance, un exemple de synthèse d'une loi de commande par le mode glissant pour un moteur asynchrone est donné dans ce chapitre.

On donne d'abord le modèle d'état du système à régler puis, on détermine la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement. Nous allons montrer aussi les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation.

### 3.2. Commande non-linéaire par Mode Glissant

#### 3.2.1. Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé dans le chapitre (1) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle  $\alpha$ - $\beta$ . Le modèle d'état est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{\alpha s} = -\lambda i_{\alpha s} + \frac{\Gamma}{T_r} \Phi_{\alpha r} + p\Gamma\Omega\Phi_{\beta r} + \delta V_{\alpha s} \\ \frac{d}{dt} i_{\beta s} = -\lambda i_{\beta s} + \frac{\Gamma}{T_r} \Phi_{\beta r} - p\Gamma\Omega\Phi_{\alpha r} + \delta V_{\beta s} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r} = \frac{M}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\alpha r} - p\Phi_{\beta r} \Omega \\ \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r} = \frac{M}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \Phi_{\beta r} + p\Phi_{\alpha r} \Omega \\ \frac{d}{dt} \Omega = \eta(\Phi_{\beta r} i_{\beta s} - \Phi_{\alpha r} i_{\alpha s}) - \frac{C_r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).U(t) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{\alpha s} & V_{\beta s}]^T \\ x = [i_{\alpha s} & i_{\beta s} & \Phi_{\alpha r} & \Phi_{\beta r} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

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

$f$  et  $g$  sont des fonctions des variables  $x$ .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} x_3 + p\Gamma x_4 x_5 + \delta V_{\alpha s} \\ \dot{x}_2 = -\lambda x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} x_4 - p\Gamma x_3 x_5 + \delta V_{\beta s} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{l}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{l}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{l}{T_r} \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \eta = \frac{pM}{JL_r} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \times \frac{l}{M} & T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \delta = \frac{l}{\sigma L_s} & T_s = \frac{L_s}{R_s} \end{cases}$$

### 3.2.2. Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle de la vitesse, par la suite le contrôle du flux, ou' la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissement des variables à contrôler ou' on trouve la vitesse et le flux qui sont donnés dans la forme d'un système de surface du premier ordre linéaire.

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

$$S_1 = K_1 e_\Omega + \dot{e}_\Omega \quad (\text{III.5})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$e_\Omega = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (\text{III.6})$$

On aura :

$$S_1 = K_1(\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (\text{III.7})$$

➤ **Régulation du Flux  $\Phi_r$**

$$S_2 = K_2 e_{\Phi_r} + \dot{e}_{\Phi_r} \quad (\text{III.8})$$

Avec l'erreur en flux :

$$e_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (\text{III.9})$$

On aura :

$$S_2 = K_2(\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (\text{III.10})$$

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

Le choix du gain K se fait de façon que la valeur désirée est imposée à la sortie de chaque régulateur [13].

### 3.2.3. Conditions de convergence

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

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{r_{ref}}) + K_1(\Omega_r - \Omega_{r_{ref}}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{r_{ref}}) + K_2(\Phi_r - \Phi_{r_{ref}}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

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

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

### 3.2.4. Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à formuler une loi de commande  $[V_{sa}, V_{sb}]^T$  en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états nécessaires pour le contrôle du moteur asynchrone sont : La vitesse et le flux rotorique ( $\Omega_r, \Phi_r$ ).

Pour simplifier le calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{III.12})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4 \quad (\text{III.13})$$

Les surfaces de glissement seront alors

$$\begin{cases} S_1 = K_1(x_5 - \Omega_{r_{ref}}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r_{ref}}) \\ S_2 = K_2(\Psi_r - \Psi_{r_{ref}}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{r_{ref}}) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$



la dérivée de la surface devient de  $S_1$  et  $S_2$  seront:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1(\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{ref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{ref}) \\ \dot{S}_2 = K_2(\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{ref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{ref}) \end{cases} \quad (III.15)$$

En utilisant le système d'équation (III.4), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta(\dot{x}_2x_3 + \dot{x}_3x_2 - \dot{x}_1x_4 - \dot{x}_4x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2M}{T_r}(x_1x_3 + x_2x_4) - \frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2M}{T_r}(\dot{x}_1x_3 + \dot{x}_3x_1 + \dot{x}_2x_4 + \dot{x}_4x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r}\left(\frac{2M}{T_r}(x_1x_3 + x_2x_4) - \frac{2}{T_r}(x_3^2 + x_4^2)\right) \end{cases} \quad (III.16)$$

Après le calcul on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda\right)\eta h_2 - K \frac{C_r}{J} - px_5\eta(h_1 + \Gamma\Psi_r) \\ \quad - K_1\dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} + \delta\eta(x_3V_{\beta s} - x_4V_{as}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r}\left(\frac{2+M\Gamma}{T_r} - K_2\right)\Psi_r + \frac{2M}{T_r}\left(\frac{M}{T_r}h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda\right)h_1\right. \\ \quad \left.+ px_5h_2\right) - K_2\dot{\Psi}_{ref} - \ddot{\Psi}_{ref} + \frac{2\delta}{T_r}M(x_4V_{\beta s} + x_3V_{as}) \end{cases} \quad (III.17)$$

Tel que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1x_3 + x_2x_4 \\ h_2 = x_2x_3 - x_1x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (III.18)$$

Le système (III.17) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta x_4 & \delta x_3 \\ \delta M x_3 & \delta M x_4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda)h_2 - \frac{K_1}{\eta \times J} C_r - px_5(h_1 + \Gamma \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{\eta} \ddot{\Omega}_{ref} \\ F_2 = (\frac{2+M\Gamma}{T_r} - K_2)\Psi_r + M(\frac{M}{T_r}h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda)h_1 \\ \quad + px_5h_2) - \frac{T_r K_2}{2} \dot{\Psi}_{ref} - \frac{T_r}{2} \ddot{\Psi}_{ref} \end{array} \right. \quad (III.20)$$

Sous la forme condensée (III.19) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (III.21)$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} -\delta x_4 & \delta x_3 \\ \delta Mx_3 & \delta Mx_4 \end{bmatrix}$$

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

$$\dot{S} = -v \text{Sgn}(S) \quad (III.22)$$

En égalisant (III.21) et (III.22) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (III.23)$$

D'après le chapitre (2), la loi de commande est donnée comme ça :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (III.24)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(s) \end{array} \right. \quad (III.25)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Loi de commande équivalente est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

La loi de commande attractive est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

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

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

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

$$[D] = -\delta^2 \times M \times \Psi_r \quad (\text{III.30})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

### 3.3. Modélisation et simulation de la partie puissance

La machine utilisée comme variateur de vitesse est alimentée par une source de tension à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. On peut varier la fréquence en utilisant un onduleur de tension qui est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) comme il est indiqué dans la figure (3.1). L'onduleur à MLI est alimenté par une tension redressée et filtrée.

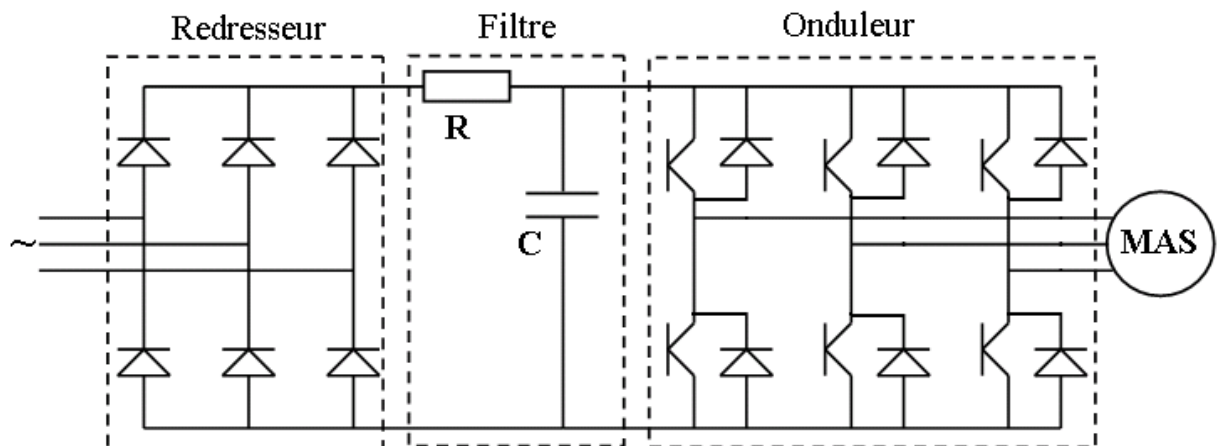


Figure (3.1) : Association Convertisseur-machine asynchrone.

#### 3.3.1. Modélisation et simulation du pont redresseur

Le redresseur est schématisé par la figure (3.2). Il est constitué d'un montage à diodes, alimenté par un système de tensions triphasées.

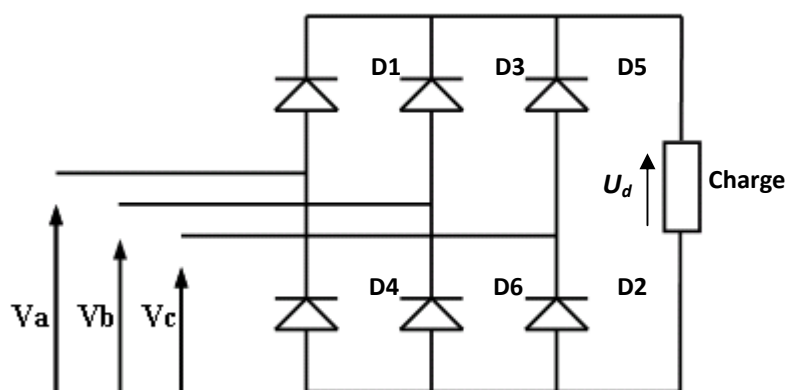


Figure (3.2) : Pont redresseur triphasé à double alternance.

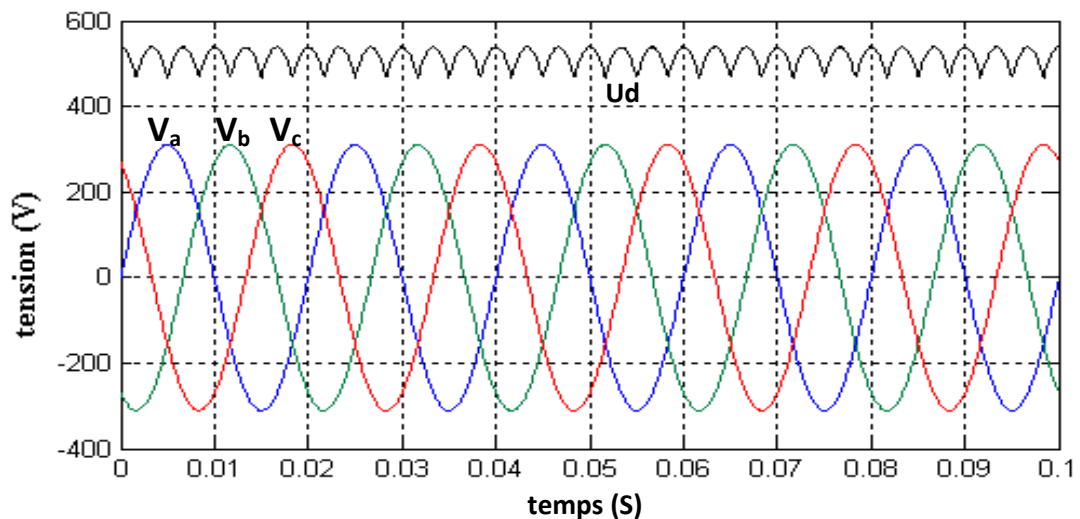
Les tensions triphasées délivrées par le réseau sont de la forme:

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2} \times V_{eff} \times \sin(\omega_{res}) \\ V_b = \sqrt{2} \times V_{eff} \times \sin(\omega_{res} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2} \times V_{eff} \times \sin(\omega_{res} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.32)$$

Avec :

- $\omega_{res} = 2 \pi f_{res}$  : Pulsation du réseau.
- $f_{res}$  : Fréquence du réseau.
- $V_{eff}$  : Valeur efficace de la tension du réseau.

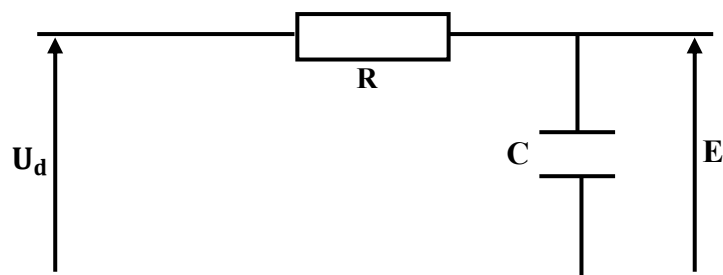
Le système des tensions triphasées ( $V_a, V_b, V_c$ ) ainsi que la tension redressée  $U_d$  sont représentés par la figure (3.3).



**Figure (3.3):** Tension de sortie du redresseur.

### 3.3.2. Modélisation et simulation du filtre

La tension de la sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nécessite l'utilisation d'un filtre RC représenté dans la figure (3.4). à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée.



**Figure (3.4):** Schéma électrique du filtre RC

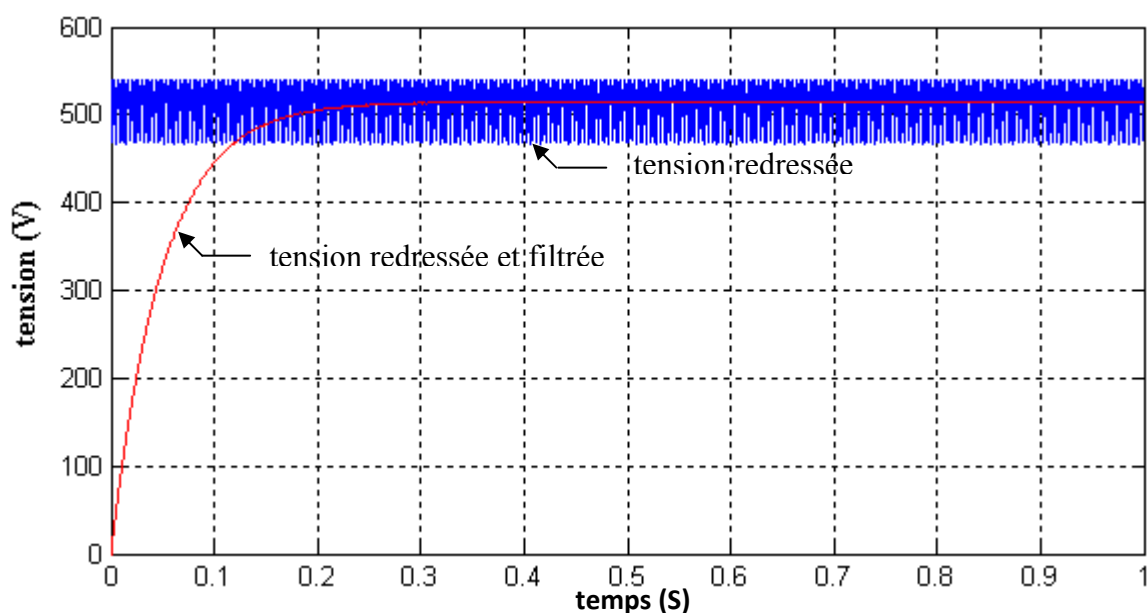
La fonction de transfert de ce filtre est donnée sous forme d'un système du premier ordre :

$$F(s) = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{(1 + \tau \cdot s)} \quad (\text{III.33})$$

Avec :  $\tau = RC$  : Constante du temps du filtre.

Le bon filtrage est réalisé avec une constante du temps  $\tau = 0.01$ , pour  $R = 1 \text{ K}\Omega$ , on trouve

$C = 10 \mu \text{ F}$ .

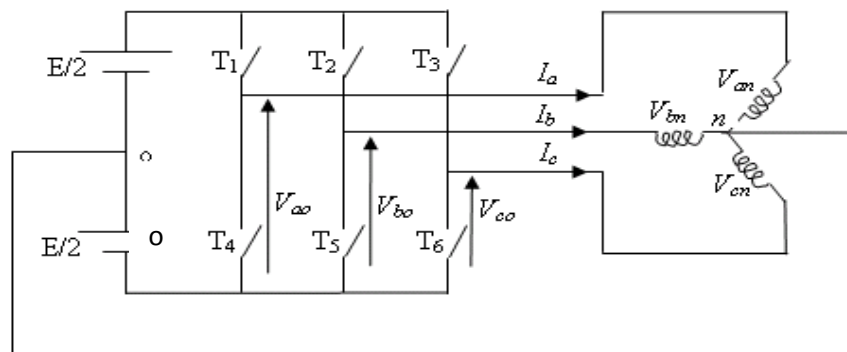


**Figure (3.5):** Tension de la sortie du filtre

### 3.3.3. Modélisation et simulation de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur de la tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et de valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue, il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

L'onduleur représenté dans la figure (3.6) se comporte de trois bras indépendants, pour assurer la continuité des courants alternatifs  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$ . Les interrupteurs ( $T_1$  et  $T_4$ ), ( $T_2$  et  $T_5$ ) et ( $T_3$  et  $T_6$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les tensions de la sortie de l'onduleur  $V_{ao}, V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont, par commodité, référencées par rapport à un point au milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée  $o$ . Pour qu'elles soient identiques à  $1/3$  de période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-point avec un retard de  $1/3$  de période.



**Figure (3.6):** Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude  $E$ , on déduit aisément les expressions des tensions composées :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle  $V_a + V_b + V_c = 0$

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

En remplaçant les trois tensions composés  $U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$  de l'équation (III.34) dans l'équation (III.35) on trouve :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

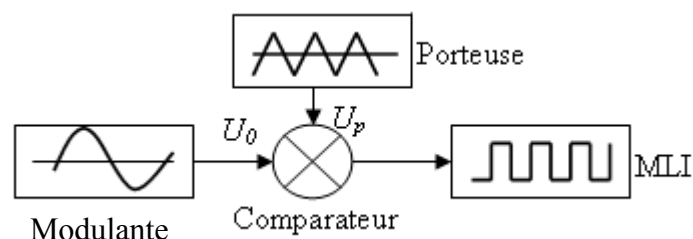
Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}. \quad (\text{III.37})$$

### 3.3.3.1. Commande MLI d'un onduleur de tension triphasé

La stratégie de commande par modulation de largeur impulsion (MLI) permet de convertir une tension de fréquence appelée modulante en une tension sous forme de créneau successif. Le principe de la MLI consiste à comparer le signal de fréquence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal de commande  $C_i$  est égal à 1 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et égale à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [14].

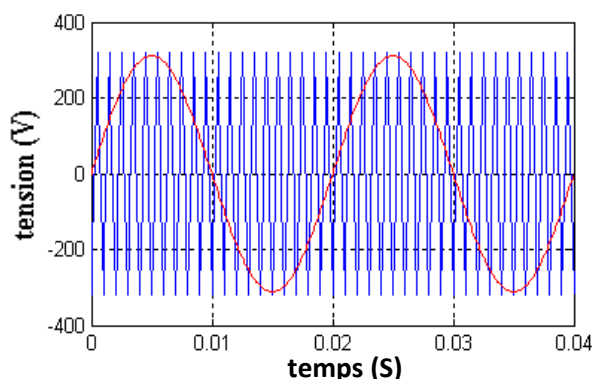
Le schéma synoptique de la commande MLI est représenté par la figure (3.7)



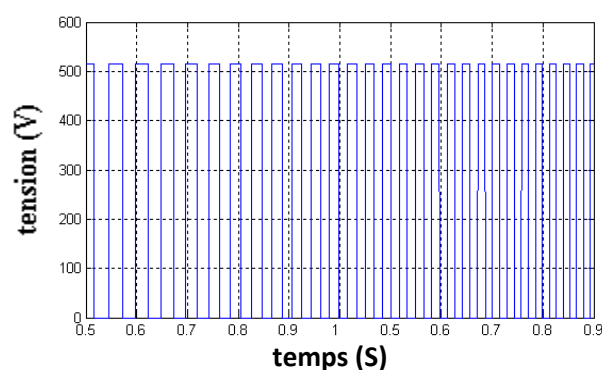
**Figure (3.7):** Schéma synoptique.



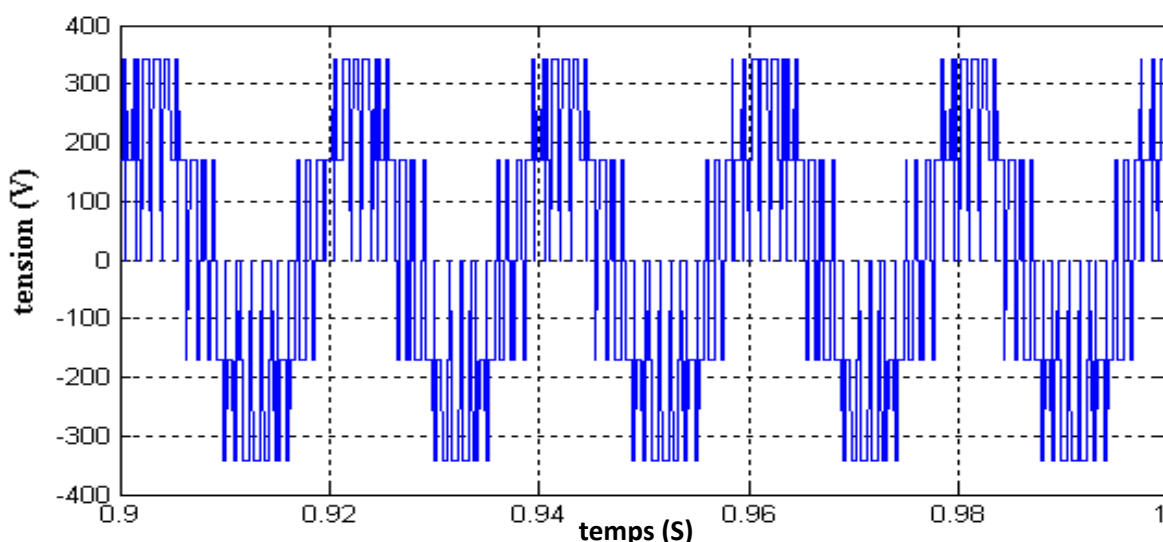
Les figures (3.8), (3.9) et (3.10) présentent les résultats obtenus par simulation



**Figure (3.8):** Tensions porteuse et modulante ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_p = 1000 \text{ Hz}$ )



**Figure (3.9):** Tension par rapport à un point fictif 'o' ( $V_{ao}$ ).



**Figure (3.10):** Tension simple (phase-neutre).

### 3.3.4. Association Convertisseur-Machine

Dans cette partie, on a simulé l'ensemble Redresseur-Onduleur-Machine, en tenant compte de la variation de la vitesse appliqué à l'instant  $t = 1\text{s}$  et  $t = 2\text{s}$ , une variation de la charge à l'instant  $t = 1\text{s}$  et  $t = 1.5\text{s}$  et  $t=2$ , et des variations paramétriques à  $t = 1\text{s}$ ,  $t = 1.5\text{s}$  et  $t=2$ .

Le temps de réponse à un échelon de vitesse est conservé, et présente une erreur statique nulle. Les courants statoriques  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{sq}$  ont des réponses avec des harmoniques dues au

convertisseur. Ces harmoniques donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique, ce dernier suit parfaitement la valeur de consigne.

### 3.4. Schéma bloc

La figure (3.11) représente le schéma bloc de la commande par le mode glissant de la MAS, elle comporte le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par le mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente) et le bloc de convertisseur de fréquence (redresseur, filtre, onduleur à MLI).

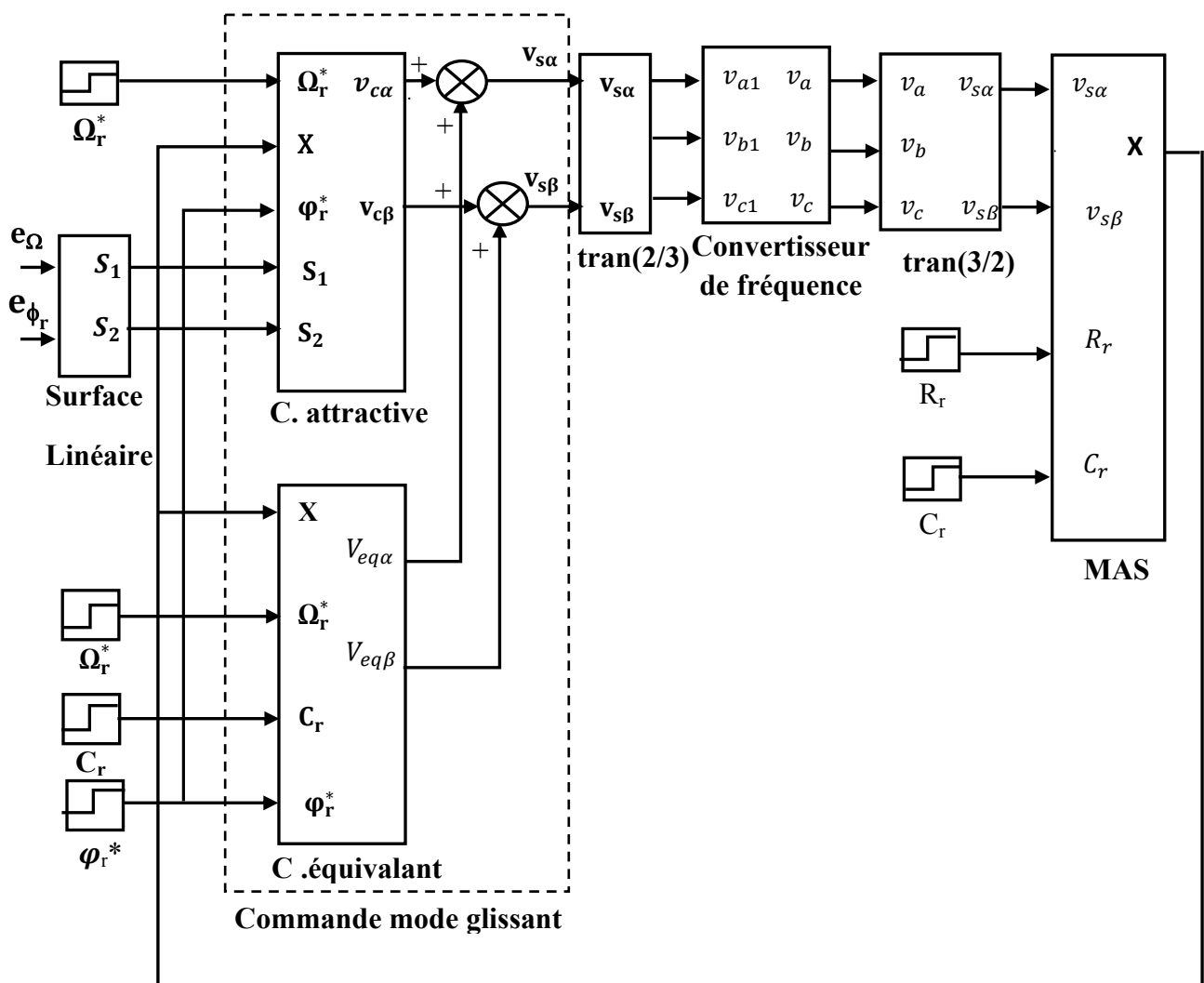


Figure (3.11) : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la MAS.

### 3.5. Présentation des résultats de simulation

Afin de tester la commande par mode glissant de la machine asynchrone, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variables à savoir la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique en l'occurrence de la résistance rotorique. Pour chaque variation, nous avons présenté les figures de la commande pour l'évolution de la vitesse de rotation, du flux rotorique, du couple électromagnétique, du courant de phase et les deux tensions de commande  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ .

### Interprétation

Les figures (3.12), (3.13) et (3.14) montrent que :

- La machine répond bien à l'échelon de vitesse, soit au démarrage, soit à l'inversion de sens de rotation, soit au long de l'application du couple résistant qui n'affecte pas sur la vitesse.
- Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement.
- Les caractéristiques présentent de petites oscillations au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques ; ces oscillations sont dues à la nature de la commande qui se fait avec une grande fréquence.

#### 3.5.1. Fonctionnement du moteur lors de la variation de la vitesse

Le moteur est initialement chargé à sa valeur nominale  $C_r = 5 \text{ N.m}$  et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s, à l'instant  $t = 1\text{s}$ , on inverse le sens de rotation du moteur (-157 rad/s) et en fin à l'instant  $t = 2\text{s}$ , le moteur tourne à une faible vitesse de 30 rad/s. Les résultats de simulation de ce test sont regroupés dans la figure (3.12).

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence : cela veut dire que le système présente une bonne poursuite, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre avec une augmentation dans l'oscillation pour les faibles vitesses, puis regagne sa valeur. On remarque aussi que le flux rotorique subit un pic de transaction, ensuit la consigne donc la régulation est robuste du point de vue variation de vitesse.

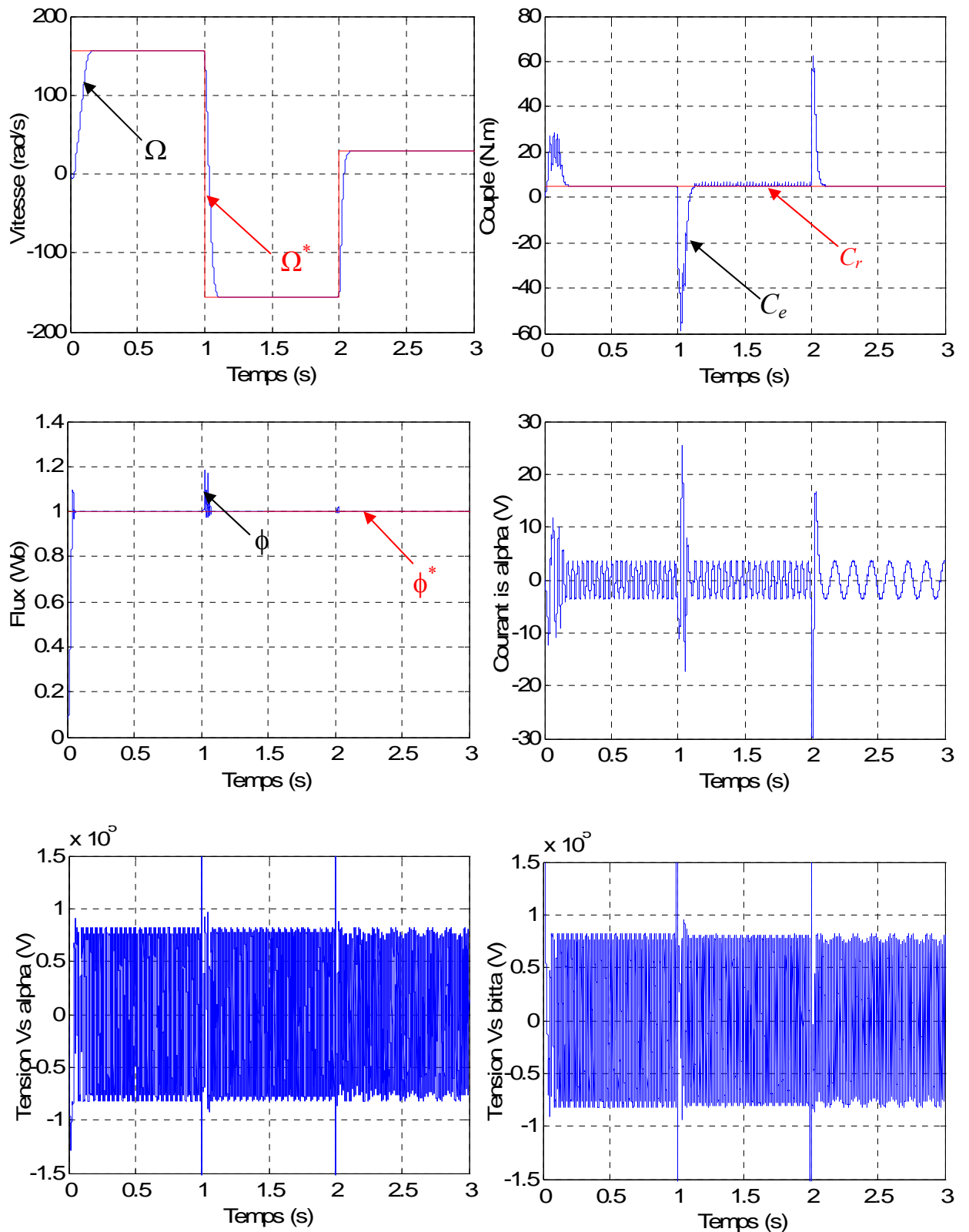
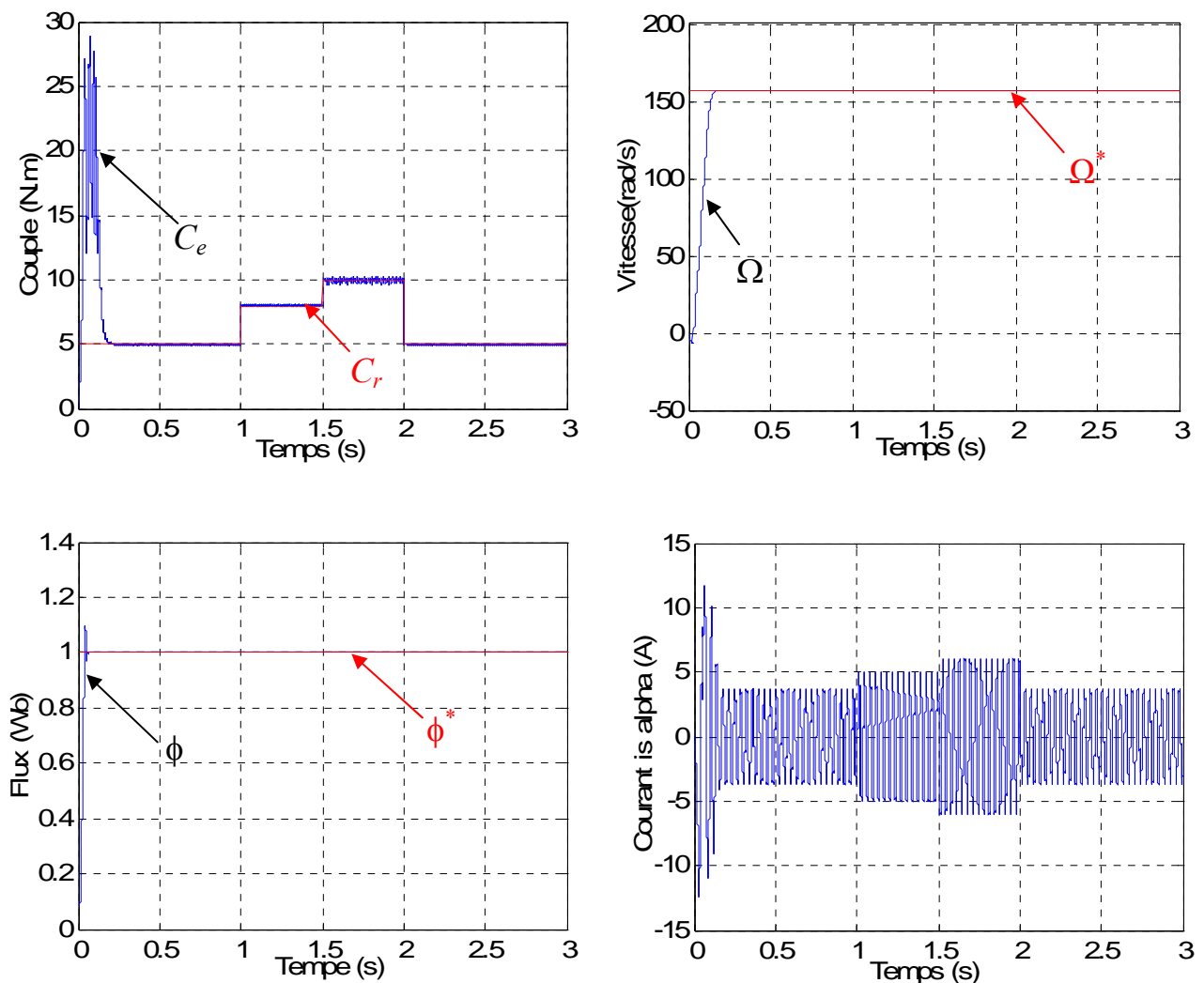


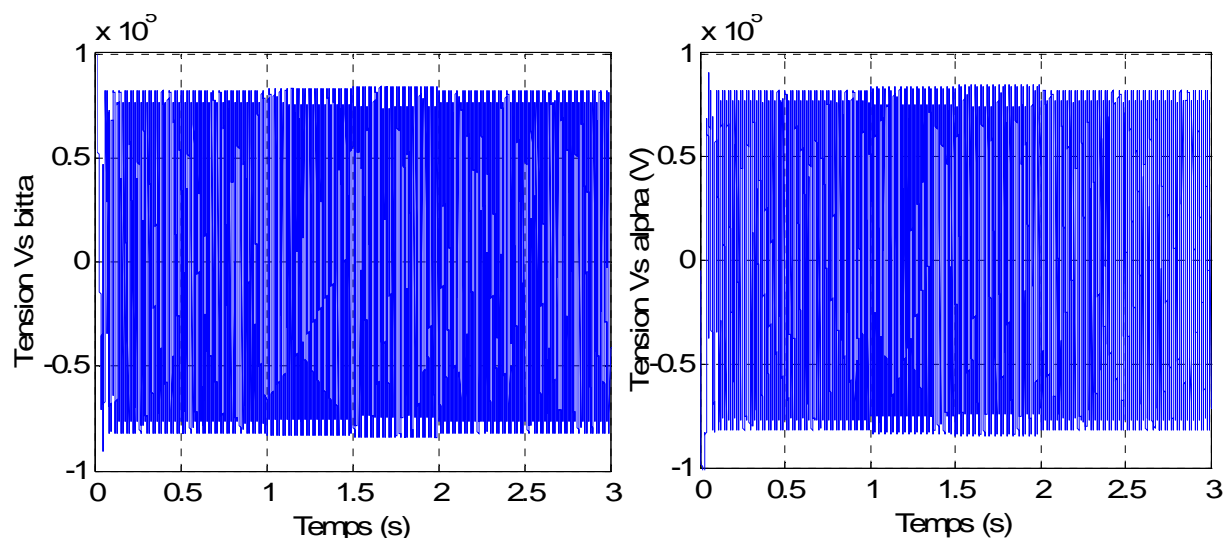
Figure (3.12): Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse

### 3.5.2. Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge

Dans ces conditions, le moteur tourne à sa vitesse nominale pour un démarrage à vide avec une charge  $C_r = 5$  N.m à l'instant  $t = 1$ s, on lui applique une charge de  $C_r = 8$  N.m à l'instant  $t = 1.5$ s on le charge à  $C_r = 10$  N.m et à l'instant  $t = 2$ s on le décharge à sa valeur nominale. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (3.13).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, et on ne remarque aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et du flux.





**Figure (3.13):** Résultats de simulation lors de la variation de la charge

### 3.5.3. Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

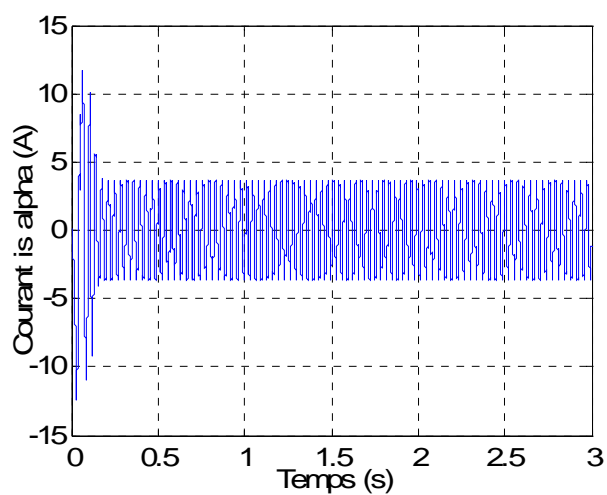
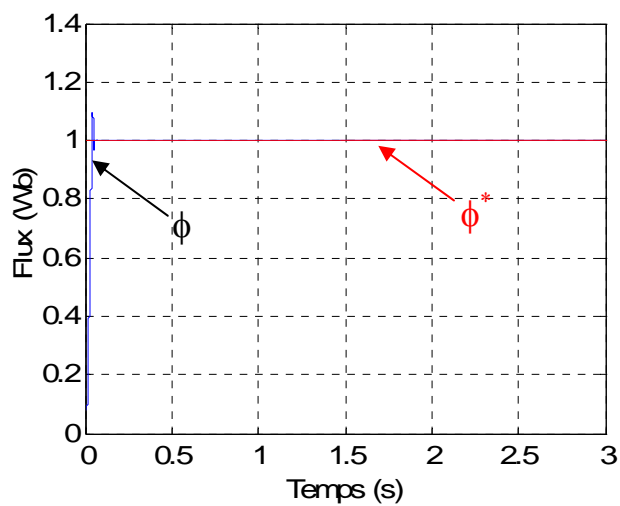
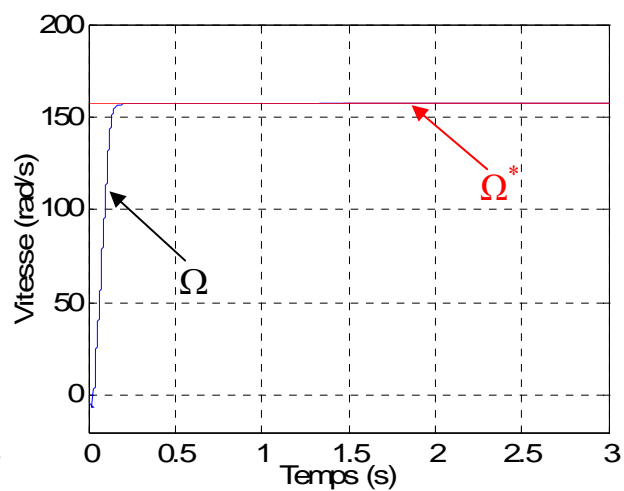
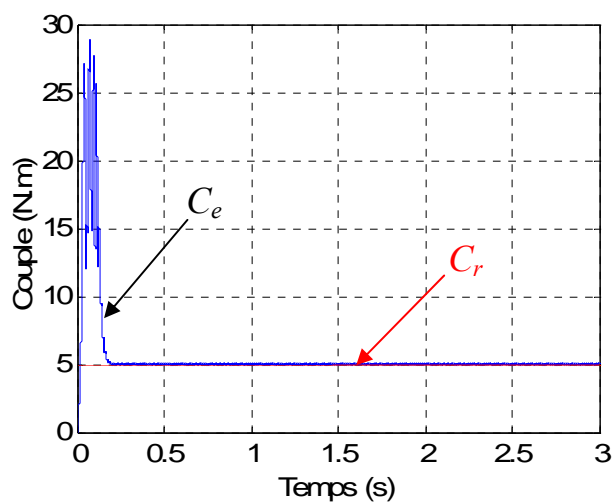
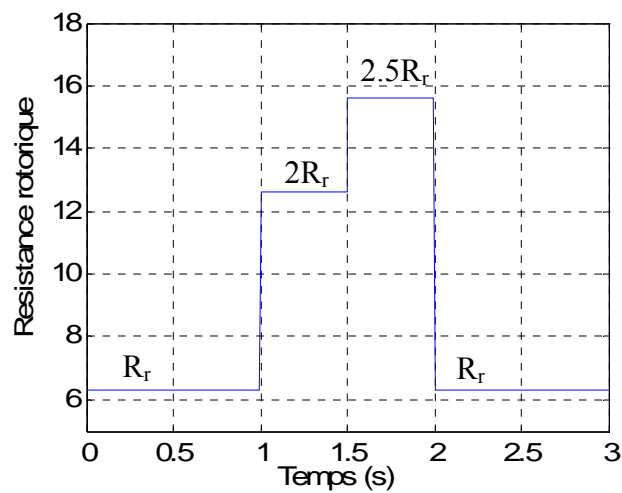
Ce fonctionnement en aura dans le cas de l'échauffement de la machine. Pour le démarrage, la machine est dans le cas de résistance nominale, à l'instant  $t = 1\text{s}$  la résistance rotorique est augmenté par 100%, à l'instant  $t = 1.5\text{s}$  devient augmenté à 250% et à l'instant  $t = 2\text{s}$  la résistance retourne à sa valeur nominale.

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (3.14).

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique ne donne aucun changement dans la variation des courbes de la vitesse, le couple, le courant, la tension et le flux. Cela prouve que la commande par **mode glissant** n'est pas sensible à la variation de la résistance rotorique.

### Test de robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude du modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation) [13].



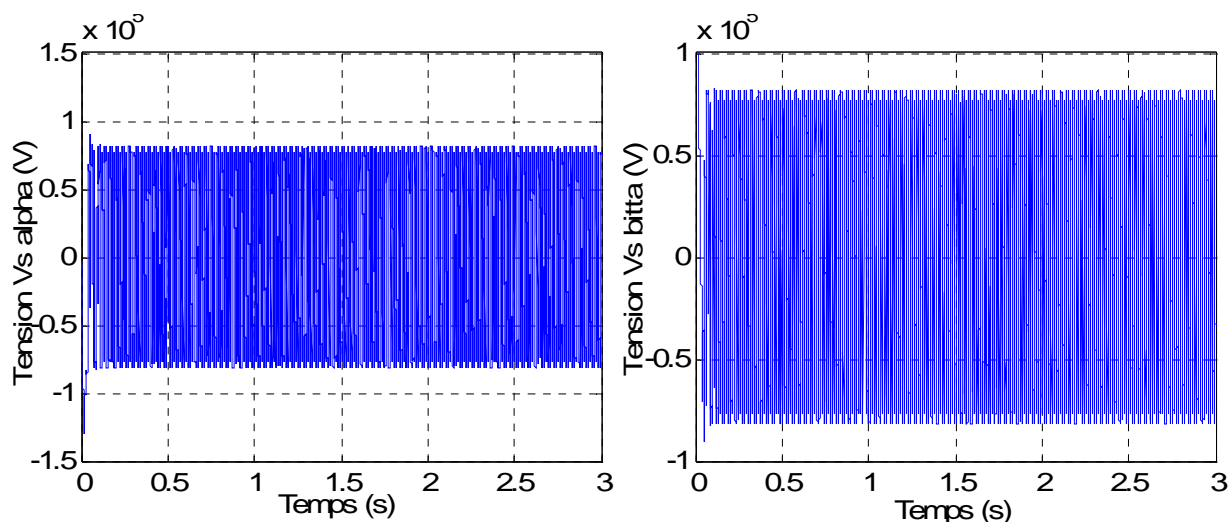


Figure (3.14): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

### 3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous constatons que le réglage avec les régulateurs des glissements donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation. Par contre, ils présentent des oscillations au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques du à la nature de la commande qui se fait avec une grande fréquence (phénomène de Chattering).

De ce fait, nous avons présenté les résultats de simulation lors de l'alimentation de la machine à travers un convertisseur de puissance, la modélisation de l'onduleur a été effectuée en négligeant les phénomènes dus à la commutation ainsi que les chutes de tension aux bornes des semi-conducteurs.

Pour le test de robustesse de la commande par mode du glissement qui s'est révélé très important. Nous avons constaté que cette commande est robuste aux variations des paramètres statoriques, mécaniques et rotoriques.

Dans le chapitre suivant, on va utiliser la technique de commande hybride **glissante-backstepping**.



# **CHAPITRE 04**

---

---

## **COMMANDE HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING**

---

---

## 4.1. Introduction

Dans le but de synthétiser les surfaces du glissement de manière systématique, on a fait appel à l'approche de la commande récursive backstepping. En effet, cette combinaison offre au concepteur d'un contrôleur une méthode intéressante pour choisir une surface du glissement en tenant compte de la dynamique du système à commander.

La commande par Backstepping des systèmes non linéaires, permet de construire une loi de commande qui garantit, à tout nomment, la stabilité du processus. L'écriture des états sous forme paramétrique pure met en évidence les sous-systèmes du processus, pour chacune de ces parties, il faut trouver, à l'aide d'une fonction de Lyapunov, une commande qui permet de stabiliser le sous-système. Pour se faire, l'état précédent est considéré comme le variable manipulable. L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommencé. A la fin, une loi de commande est obtenue pour le processus [15].

## 4.2. Généralités sur la technique du Backstepping

La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problèmes. Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovit & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, tâche de plus pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, à tout nomment, la stabilité globale du système compensé [16].

L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantit la stabilité globale du système. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte du non linéarité [16].

## 4.3. Généralités sur la commande des systèmes non linéaires par Lyapunov

### 4.3.1. Systèmes non linéaires

On appelle « systèmes linéaires » les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants. L'hypothèse de linéarité équivaut au principe de superposition. Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations linéaires. Autrement dit, le principe de superposition ne peut leur être appliqué [16].

### Propriétés d'un système non linéaire

Un système linéaire possède un seul point d'équilibre. Tandis qu'un système non linéaire peut en avoir plusieurs. Le système peut converger, en régime permanent, à l'un de ces points suivant les conditions initiales.

Un système linéaire, sous l'effet d'une entrée périodique, produit un signal périodique de même période à sa sortie mais son système non linéaire peut osciller avec des fréquences qui sont des sous-multiples et/ou de fréquence d'entrée multiples par contre, un système non linéaire peut avoir des régimes permanents plus compliqués [17].

#### 4.3.2. Stabilité

##### 4.3.2.1. Définition intuitive

On dit qu'un système est stable s'est déplacé de sa position d'équilibre. Il tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter davantage.

##### 4.3.2.2. Selon Lyapunov

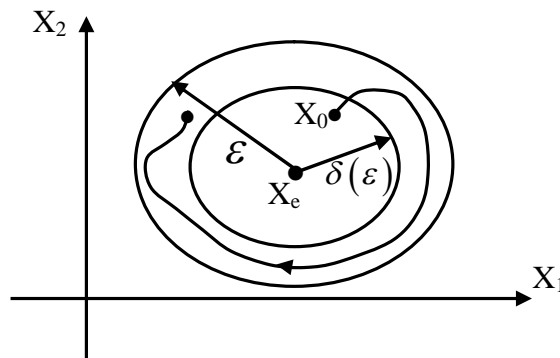
Soit un système dont l'état est défini par le vecteur  $x$  qui possède la position d'équilibre  $x_e$ . Écarté de cette position, et abandonné à lui-même au temps  $t = t_0$  avec les conditions initiales  $x(t_0)$ , le système aura comme état  $x(t)$ . On dit que la position d'équilibre du système est stable figure (4.1) si pour tout  $\varepsilon > 0$  : il existe  $\delta(\varepsilon) > 0$  tel que si

$$\|x(t_0) - x_e\|^2 < \delta \quad (\text{IV-1})$$

On est certain qu'on aura après un certain temps  $t$  et pour toutes les valeurs  $t > t_0$

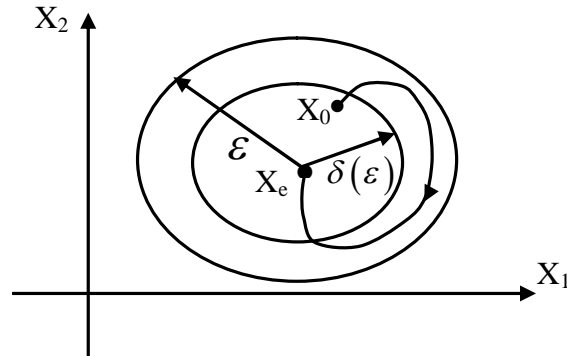
$$\|x(t) - x_e\|^2 < \varepsilon \quad (\text{IV-2})$$

Dans le cas contraire (ie. s'il existe au moins un  $\varepsilon$  tel que l'on ne puisse pas trouver  $\delta$  correspondant qui satisfait aux inégalités) on dit que l'équilibre est instable [18].



**Figure (4.1):** Stabilité simple selon Lyapunov

**Remarque:** La stabilité (simple) ne requiert pas que le vecteur d'état  $x(t)$  tend vers  $x_e$  lorsque  $t$  augmente indéfiniment. Si le système, écarté de la position d'équilibre, finit par y revenir (i.e.  $x(t)$  tend vers le point d'équilibre  $x_e$  pour  $t$  infini) on dit qu'il y a une stabilité asymptotique [20] figure (4.2).



**Figure (4.2):** Stabilité asymptotique selon Lyapunov.

#### 4.3.2.3. Stabilité locale et Stabilité globale

On peut prédire le comportement d'un système linéaire à partir de l'analyse de sa position d'équilibre. Un système dont le point d'équilibre est stable (instable) est stable (instable). Il n'en est plus de même pour un système non linéaire. Étant donné que celui-ci peut avoir plusieurs positions d'équilibre, la stabilité de l'une de ces positions d'équilibre ne suffit pas à elle seule à prédire la stabilité du système. Afin de quantifier l'influence de la stabilité d'un point d'équilibre sur la stabilité du système, de nouvelles définitions de la stabilité sont introduites ; on parle donc de la stabilité locale, la stabilité globale et la région d'attraction [18].

##### 4.3.2.3.1. Stabilité locale

La stabilité locale concerne simplement la position d'équilibre considérée sans rien préjuger sur le domaine de validité de cette stabilité. C'est une condition nécessaire mais non suffisante pour la stabilité du système dans un certain domaine  $D$ , contenant cette position d'équilibre [18].

##### 4.3.2.3.2. Stabilité globale

On parle de stabilité globale lorsque le système est stable pour toutes les valeurs que peuvent prendre les variables du système. La stabilité globale possède un intérêt pratique beaucoup plus considérable que la stabilité locale. Elle ne dépend pas seulement du système mais aussi des valeurs que peuvent prendre les variables dans le problème considéré. Ainsi, le

même système est stable ou instable globalement suivant le domaine du variable auquel on s'intéresse [18].

#### 4.3.2.3.3. Région d'attraction

La région autour de la position d'équilibre qu'à l'intérieur de laquelle toutes les trajectoires approchent du point d'équilibre. Elle est appelée « région ou domaine d'attraction ». Sa taille est souvent un facteur très important dans l'évaluation des performances des systèmes non linéaires [18].

### 4.4. Méthodes d'analyse

Dans la théorie des systèmes, la stabilité est un élément très important. Celle-ci passe au premier plan dans le cadre des systèmes non linéaires pour devenir le facteur clé. Cela explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. Du degré d'importance des non linéarités présentes dans un système dépend la complexité des méthodes permettant de se prononcer sur sa stabilité. Pour une grande classe des systèmes non linéaires, les méthodes d'analyse linéaire donnent, en général, des résultats acceptables.

Dans certains cas, des méthodes approximatives (l'équivalent harmonique ou la première méthode de Lyapunov) [16] [19] sont utilisées afin de palier aux limitations des méthodes linéaires.

Malheureusement, dans la majorité de systèmes, ces deux approches restent insuffisantes et ne donnent que des conditions nécessaires de stabilité. Des techniques plus générales, et reposantes sur une théorie plus rigoureuse. Contrairement aux méthodes linéaires, ces méthodes (adaptées au cas non linéaire) permettent d'expliquer les phénomènes énumérés et d'en tenir compte dans l'analyse des systèmes. Elles reposent toutes (ou presque) sur la deuxième méthode (directe) de Lyapunov. Cette dernière fournit un outil très puissant pour tester (et trouver des conditions suffisantes) à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [18].

#### 4.4.1. Première méthode de Lyapunov

Pour un système non linéaire, on s'intéresse souvent à son comportement au voisinage des points singuliers. Si la dynamique est linéarisé autour d'un point d'équilibre, peut-on se prononcer sur la stabilité locale du système? La réponse se trouve dans le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de la première méthode [18]. Soit le cas du système décrit par :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= ax_1 + bx_2 + \Pi_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= cx_1 + dx_2 + \Pi_2(x_1, x_2)\end{aligned}\tag{IV-3}$$

D'après Lyapunov, la stabilité de la position d'équilibre de ce système peut s'étudier sur la version linéarisé, obtenue en négligeant les termes  $\Pi_1$  et  $\Pi_2$  qui contiennent des puissances supérieures ou égales à deux en  $x_1$  et  $x_2$ .

### **Théorème (Lyapunov)**

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable, il y a stabilité asymptotique.
- Si le système linéarisé est instable, il y a instabilité.
- Si le système linéarisé est stable sans l'être asymptotiquement, on ne peut se prononcer. C'est le cas critique de Lyapunov. La stabilité ou l'instabilité dans ce cas dépend des termes du degré supérieur à un négligés dans l'approximation [18].

### **Remarque (Cas critique)**

Il faut noter qu'en présence d'un cas critique, il n'est pas possible d'esquiver la difficulté en changeant extrêmement peu de valeurs de certains paramètres du problème [19]. Du point de vue pratique, ce théorème a cependant une importance limitée. D'une part, il ne permet d'étudier que la stabilité du point singulier (stabilité locale), et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale). D'autre part, il suppose que l'approximation du premier degré existe, autrement dit, les développements en séries des seconds membres des équations comportent des termes du premier degré. Cette hypothèse exclut un certain nombre de cas importants (organe avec zone morte, plus-ou-moins...) [18].

#### **4.4.2. Deuxième méthode de Lyapunov**

Cette méthode découle du concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Si le système est conservatif, l'énergie reste constante pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, il est clair que le système est instable [18].

L'idée ici est d'analyser la stabilité du système sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. On se contente dans cette méthode d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est

équivalente) le long de la trajectoire du système. Comme outil, on utilise les théorèmes suivants que l'on doit à A.M.Lyapunov (1966) qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou l'instabilité) d'un système [16] [20].

### **Théorème 1: Stabilité asymptotique**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe défini, dans un domaine  $D$  comprenant la position d'équilibre et dont la dérivée totale par rapport au temps soit définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.

### **Théorème 2: Instabilité**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe défini, dans un domaine  $D$  comprenant la position d'équilibre et dont la dérivée totale par rapport au temps soit définie et de même signe ou indéfinie en signe dans le même domaine, l'équilibre sera instable.

### **Théorème 3: Stabilité simple**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe défini, dans un domaine  $D$  comprenant la position d'équilibre et dont la dérivée totale par rapport au temps soit semi-définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera stable dans ce domaine.

### **Application**

Ces théorèmes présentent une condition suffisante à la stabilité ainsi, un point d'équilibre d'un système non linéaire est stable si une fonction de Lyapunov peut être trouvée et qui vérifie, au voisinage de ce point, les conditions imposées. Le problème est que pour les systèmes non linéaires, il n'y a aucune règle générale permettant de trouver une fonction de Lyapunov. Il existe, néanmoins, des approches qui conduisent, en général, à des résultats acceptables. Des exemples de fonctions qui réussissent souvent comme fonctions de Lyapunov [16] [19] [20], sont données par:

- Fonction quadratique (Lyapunov)

$$v(x) = x^T . P . x \quad (IV-4)$$

Où  $x$  est le vecteur état et  $P$  est une matrice symétrique définie positive.

- Fonction quadratique plus intégrale (Lur'e)

$$v(x) = x^T . P . x + \int_0^x \varphi(u) du \quad (IV-5)$$

Avec  $\varphi$  est assujettie à certaines contraintes.

#### 4.4.3. Commande des systèmes non linéaires par la méthode de Lyapunov

Introduite au départ comme un outil d'analyse, la méthode (deuxième) de Lyapunov s'est très vite avérée fort utile dans les problèmes de design. 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 commande qui fera décroître cette fonction. Donc calculer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire de Lyapunov définie positive et bien choisie soit négatif. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le design consiste alors à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de systèmes [16] [21].

#### 4.5. Aspect théorique de la technique du backstepping

Le backstepping est une méthode de conception de régulateur basé sur le modèle du système non linéaire, il repose sur les théorèmes de Lyapunov de la stabilité d'un système dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation) de garantir, à tout nomment, la stabilité globale du système compensé [16] [21].

Un système tend vers un point d'équilibre s'il perd de l'énergie. Cela est réalisé par le choix d'une fonction énergie appropriée, notée  $V$ . Qui par la condition suivante, permet de définir l'expression de la commande :

$$V(x)\dot{V}(x) < 0 \quad (\text{IV-6})$$

Cette dernière combine la notion de fonction de commande de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on est en mesure de trouver au moins pour un système scalaire une loi de commande  $u(t)$  et une fonction de contrôle de Lyapunov  $V$  qui stabilise le système sur son origine.

Dans le design par backstepping, aucune contrainte n'est imposée à la caractéristique non linéaire du système. Ce dernier doit, cependant, se présenter sous la forme dite paramétrique pure. Les équations d'un tel système sont données par:



$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= \varphi_1(x_1)^T \theta + \psi_1(x_1)x_2 \\
\dot{x}_2 &= \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \\
&\vdots \\
&\vdots \\
&\vdots \\
\dot{x}_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \theta + \psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \\
\dot{x}_n &= \varphi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)^T \theta + \psi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)u \\
y &= x_1
\end{aligned} \tag{IV-7}$$

Où  $\theta$  est un vecteur des paramètres constants (connus ou inconnus). Les  $\psi_i$  et  $\varphi_i$  sont des fonctions non linéaires connues, avec  $\varphi_i = 0$  et  $\psi_n(x) \neq 0, \forall x \in R^n$ .

Afin d'illustrer le principe de la méthode du backstepping, on considère le cas du système non linéaire du deuxième ordre de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\
\dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u
\end{aligned} \tag{IV-8}$$

Avec:  $X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$  vecteur état et  $u(t)$  est l'entrée commande du système.

Le problème est de déterminer la commande  $u(t)$  permettant de stabiliser le système au point  $(x_1, x_2) = (0, 0)$ .

Supposons que la variable de sortie est  $x_1(t)$  et qui suit une certaine trajectoire désirée soit  $x_{1d}(t)$ . Le choix de la grandeur de la commande va se faire en deux étapes.

#### Première étape :

On choisit une valeur désirée de  $x_2(t)$  et qui peut être la fonction de  $x_1(t)$  notée  $x_{2d}(t)$  du premier sous système.

La première variable  $x_1(t)$  va suivre  $x_{1d}(t)$ .

**Deuxième étape :**

On choisit la valeur de l'entrée commande  $u(t)$  de façon à assurer que la valeur de  $x_2(t)$  tend vers la valeur désirée  $x_{2d}(t)$ . Ces deux étapes de conception sont dites méthode du backstepping. Dès que l'un tend vers sa valeur désirée et par back step jusqu'à ce que la commande actuelle  $u(t)$  est atteinte.

**4.6. Les avantages de la commande backstepping**

Les avantages de la technique de backstepping, c'est qu'on peut l'associer à d'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances. La commande par mode de glissement non linéaire est l'une des méthodes qui s'associe à la technique de backstepping avec une procédure très simple [22].

Aussi, une autre solution permettant d'améliorer la robustesse de la commande par backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le backstepping [23].

**4.7. Association de la commande par backstepping au mode glissant****4.7.1. Aspect théorique**

La plupart des nouveaux outils de conception ont émergé en activant quelques concepts descriptifs classiques, cela explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. La fonction de commande de Lyapunov a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années dans le domaine de conception, ce qui a donné lieu à des techniques systématiques de conception de contrôleurs pour les systèmes non linéaires [17].

La technique de backstepping et celle de mode du glissement sont deux méthodes qui exploitent la notion de la fonction de la commande de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques de commandes [17].

En effet, les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface du glissement sont:

- Celui proposé par Emilyanov et Utkin:  $S(x)\dot{S}(x) < 0$
- Celui défini par la fonction de Lyapunov:  $V(x)\dot{V}(x) < 0$

En mode glissant cette condition est réalisée par:  $\dot{S}(x) = -q_0 \text{sign}(S) - q_1(S)$ .

Avec  $q_0$  et  $q_1$  réels positifs.

Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants.

#### 4.7.2. Synthèse de la commande

La machine asynchrone est décrite par un système d'équations non linéaires multivariable est :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 + b V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + a_2 x_4 - a_3 x_5 x_3 + b V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = a_4 x_1 - a_5 x_3 - a_6 x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = a_4 x_2 - a_5 x_4 + a_6 x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = a_7 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_8 \end{cases} \quad (IV-9)$$

Avec :

$$U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (IV-10)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T \quad (IV-11)$$

et :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{R_s}{\sigma \times L_s} + \frac{1}{T_r} \times \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) & a_6 = p \\ a_2 = \frac{1 - \sigma}{\sigma} \times \frac{1}{M} \times \frac{1}{T_r} & a_7 = \frac{p \times M}{J \times L_r} \\ a_3 = p \frac{1 - \sigma}{\sigma} \times \frac{1}{M} & a_8 = \frac{C_r}{J} \\ a_4 = \frac{M}{T_r} & b = \frac{1}{\sigma \times L_s} \\ a_5 = \frac{1}{T_r} \end{cases}$$

Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multivariables  $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T$  permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur les références désirées.

En faisant un changement de variables, les nouveaux variables sont les erreurs entre la consigne et la variable d'état. donc nous déterminons les commandes permettant de stabiliser le système à la valeur désirée.

#### Etape1: Régulation de la vitesse

Soit l'erreur de vitesse

$$z_1 = x_5 - x_{5d} \quad (IV-12)$$

Choisissant une fonction énergie :

$$V_1(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV-13})$$

Pour que l'erreur  $z_1$  tend vers zéro et donc  $x_5$  vers  $x_{5d}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative (critère de stabilité de Lyapunov) d'où:

Le dérivé de l'équation (IV-12) est

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_5 - \dot{x}_{5d} = a_7(x_2x_3 - x_1x_4) - a_8 - \dot{x}_{5d} \quad (\text{IV-14})$$

Le dérivé de l'équation (IV-13) est

$$\dot{V}_1(z_1) = z_1 \cdot \dot{z}_1 = z_1(a_7(x_2x_3 - x_1x_4) - a_8 - \dot{x}_{5d}) \quad (\text{IV-15})$$

D'après l'équation (IV-14), on trouve la commande virtuelle qui est donnée par :

$$\phi_1 = a_7(x_2x_3 - x_1x_4) \quad (\text{IV-16})$$

Pour stabiliser la grandeur  $z_1$  au zéro, choisissant la commande virtuelle pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle soit définie par:

$$\phi_1 = -c_1 z_1 + a_8 + \dot{x}_{5d} \quad (\text{IV-17})$$

Tel que  $c_1 > 0$

Donc l'équation (IV-15) devient :

$$\dot{V}_1(z_1) = -c_1 z_1^2 \leq 0 \quad (\text{IV-18})$$

### Etape2:

Changement de variable, soit  $S_1$  une nouvelle erreur tel que

$$S_1 = a_7(x_2x_3 - x_1x_4) - (-c_1 z_1 + a_8 + \dot{x}_{5d}) \quad (\text{IV-19})$$

Sa dérivé est donnée par :

$$\dot{S}_1 = a_7(\dot{x}_2x_3 + x_2\dot{x}_3 - \dot{x}_1x_4 - x_1\dot{x}_4) - (-c_1\dot{z}_1 + \ddot{x}_{5d}) \quad (\text{IV-20})$$

En remplace  $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3, \dot{x}_4$  et  $\dot{z}_1$  dans l'équation (IV-20), après simplification on trouve  $\dot{S}_1$  sous la forme suivante :

$$\dot{S}_1 = \beta_0 + \beta_1 V_{s\alpha} + \beta_2 V_{s\beta} \quad (\text{IV-21})$$

Tels que

$$\begin{aligned}\beta_0 &= (a_7(a_1 + a_5) - a_7c_1)(x_1x_4 - x_2x_3) - a_7a_3x_5(x_3^2 + x_4^2) \\ &\quad - a_7a_6x_5(x_2x_4 + x_1x_3) - c_1(a_8 + \dot{x}_{5d}) - \ddot{x}_{5d} \\ \beta_1 &= -a_7bx_4 \\ \beta_2 &= a_7bx_3\end{aligned}$$

Utilisant  $z_1$  et  $S_1$  comme nouvelles variables, la fonction énergie de Lyapunov augmentée devient:

$$V_2(z_1, s_1) = \frac{1}{2}(z_1^2 + s_1^2) \quad (\text{IV-22})$$

Sa dérivée est définie par:

$$\dot{V}_2 = z_1 \cdot \dot{z}_1 + s_1 \cdot \dot{s}_1 \quad (\text{IV-23})$$

Pour stabiliser  $z_1$  à l'origine, il faut que la dérivée de  $V_2$  soit négative, ce qui peut se traduire avec le critère de convergence des modes glissants par la relation suivante:

$$\dot{S}_1(x) = -q_0 \text{sign}(S_1) - q_1(S_1) \quad (\text{IV-24})$$

Avec :  $q_0, q_1 > 0$

Nous aboutissons à une équation à deux inconnues  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , suivante :

$$\beta_1 V_{s\alpha} + \beta_2 V_{s\beta} = -\beta_0 - q_0 \text{sign}(S_1) - q_1(S_1) \quad (\text{IV-25})$$

Il faut trouver une autre relation, pour avoir un système de deux équations à deux inconnues. Nous allons procéder la régulation du flux.

### Etape 3 : régulation du flux

Soit  $z_2$  l'erreur sur le carré de la valeur efficace du flux, tel que :

$$z_2 = \psi_r - \psi_{rd} \quad (\text{IV-26})$$

Puisque :

$$\psi_r = x_3^2 + x_4^2$$

Sa dérivé est donnée par :

$$\dot{z}_2 = \dot{\psi}_r - \dot{\psi}_{rd} = 2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4 - \dot{\psi}_{rd} \quad (\text{IV-27})$$

En remplace  $\dot{x}_3$  et  $\dot{x}_4$  dans l'équation (IV-27). Après simplification, on trouve  $\dot{z}_2$  comme suit :

$$\dot{z}_2 = -2a_5(x_3^2 + x_4^2) + 2a_4(x_1x_3 + x_2x_4) - \dot{\psi}_{rd} \quad (\text{IV-28})$$

D'après l'équation (IV-28), la commande virtuelle est donnée par :

$$\phi_2 = 2a_4(x_1x_3 + x_2x_4) \quad (\text{IV-29})$$

Ce qui conduit à la nouvelle expression augmentée de la fonction énergie définie par:

$$V_3(z_1, s_1, z_2) = \frac{1}{2}(z_1^2 + s_1^2 + z_2^2) \quad (\text{IV-30})$$

Son dérivé est donné par l'équation :

$$\dot{V}_3 = z_1 \cdot \dot{z}_1 + s_1 \cdot \dot{s}_1 + z_2 \cdot \dot{z}_2 \quad (\text{IV-31})$$

Pour stabiliser l'erreur  $z_2$  à l'origine nova choisir la commande virtuelle. Pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle soit définie par:

$$\phi_2 = -c_2 \cdot z_2 + 2a_5(x_3^2 + x_4^2) + \dot{\psi}_{rd} \quad (\text{IV-32})$$

Tel que  $c_2 > 0$

Donc on à

$$\dot{V}_3 = -c_1 \cdot \dot{z}_1 + s_1 \cdot \dot{s}_1 - c_2 \cdot \dot{z}_2 \quad (\text{IV-33})$$

#### Etape 4 :

En faisant un changement de variable, soit  $S_2$  une nouvelle erreur tel que

$$S_2 = 2a_4(x_1x_3 + x_2x_4) - (-c_2 \cdot z_2 + 2a_5(x_3^2 + x_4^2) + \dot{\psi}_{rd}) \quad (\text{IV-34})$$

Sa dérivé est donner par :

$$\dot{S}_2 = 2a_4(\dot{x}_1x_3 + x_1\dot{x}_3 + \dot{x}_2x_4 + x_2\dot{x}_4) - 2a_5(2x_3\dot{x}_3 + 2x_4\dot{x}_4) - c_2\dot{z}_2 + \ddot{\psi}_{rd} \quad (\text{IV-35})$$

on remplace  $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3, \dot{x}_4$  et  $\dot{z}_2$  dans l'équation (IV-35). Après simplification, on trouve

$\dot{S}_2$  sous la forme suivante :

$$\dot{S}_2 = \beta_3 + \beta_4 V_{sa} + \beta_5 V_{s\beta} \quad (\text{IV-36})$$

Tels que :

$$\begin{aligned} \beta_3 = & a_4(-a_1 - 6a_5 + 2c_2)(x_2x_4 + x_1x_3) + (-a_5c_2 + 2a_2a_4 + 2a_5^2)(x_3^2 + x_4^2) \\ & + 2a_4^2(x_1^2 + x_2^2) + 2a_4a_6x_5(x_2x_3 - x_1x_4) - c_2\dot{\psi}_{rd} - \ddot{\psi}_{rd} \end{aligned} \quad (\text{IV-37})$$

$$\beta_4 = 2a_4bx_4$$

$$\beta_5 = 2a_4bx_3$$

La surface  $S_2$  doit être choisie en respectant le critère de convergence des modes glissants :

$$\dot{S}_2(x) = -q_2 \text{sign}(S_2) - q_3(S_2) \quad (\text{IV-38})$$

Avec :  $q_2, q_3 > 0$

Ce qui nous donne une équation à deux inconnues  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , suivante :

$$\beta_4V_{s\alpha} + \beta_5V_{s\beta} = -\beta_3 - q_2 \text{sign}(S_2) - q_3(S_2) \quad (\text{IV-39})$$

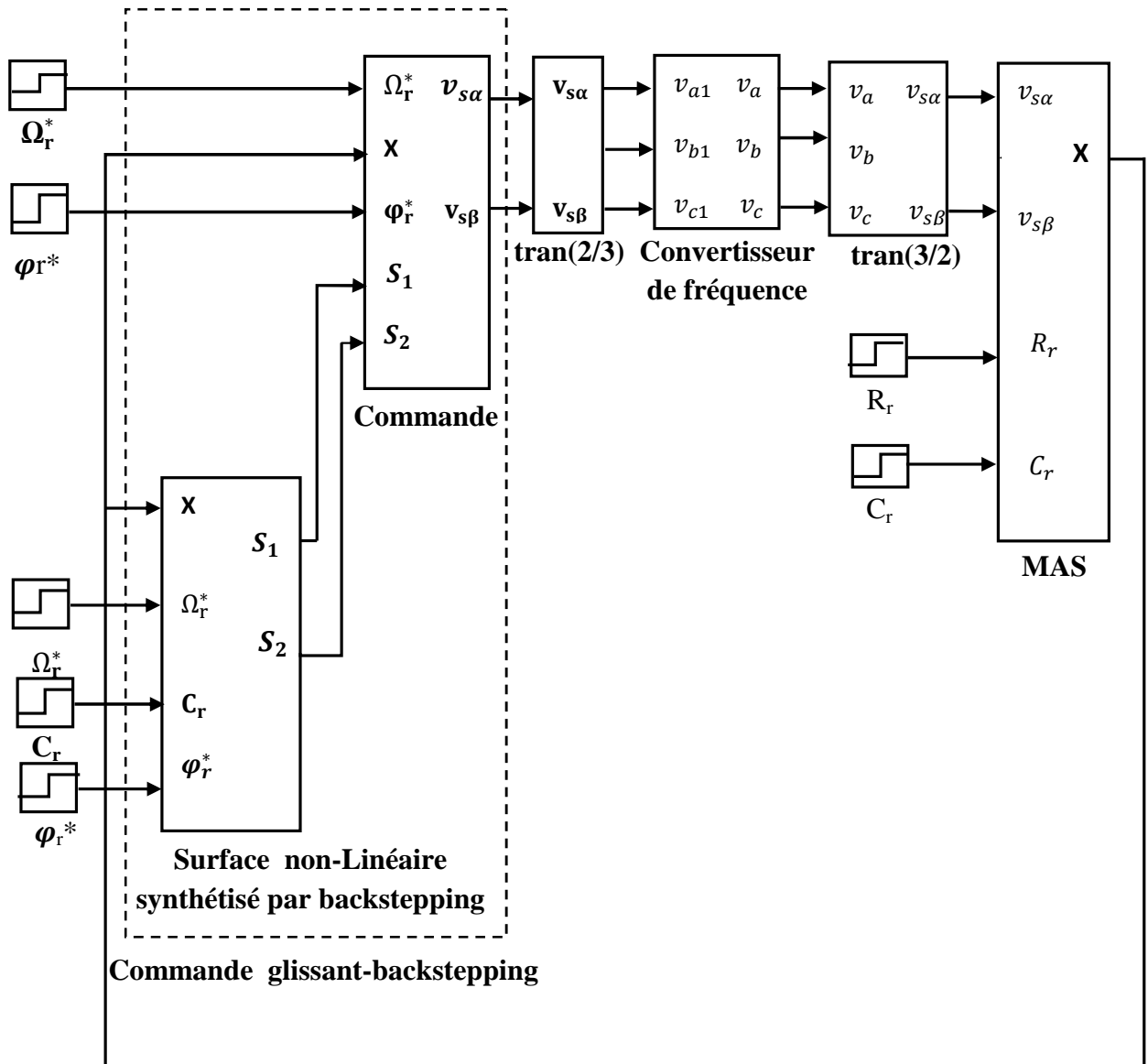
En combinant les équations (IV-25) et (IV-39), nous obtenons alors l'expression des commandes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - q_0 \text{sign}(S_1) - q_1(S_1) \\ -\beta_3 - q_2 \text{sign}(S_2) - q_3(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{VI-40})$$

**N.B :** Le choix de  $c_1, c_2$  et  $q_0, q_1, q_2$  et  $q_3$  améliore les performances de la commande à savoir (temps de la réponse, dépassement...etc.).

#### 4.8. Schéma bloc

La figure (4.3) représente le schéma bloc de la commande glissant-backstepping de la MAS, elle comporte le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande (surface non-linéaire synthétisé par backstepping) et le bloc de convertisseur de fréquence.



**Figure (4.3):** Schéma bloc de la commande glissant-backstepping de la MAS.

#### 4.9. Présentation des résultats de simulation

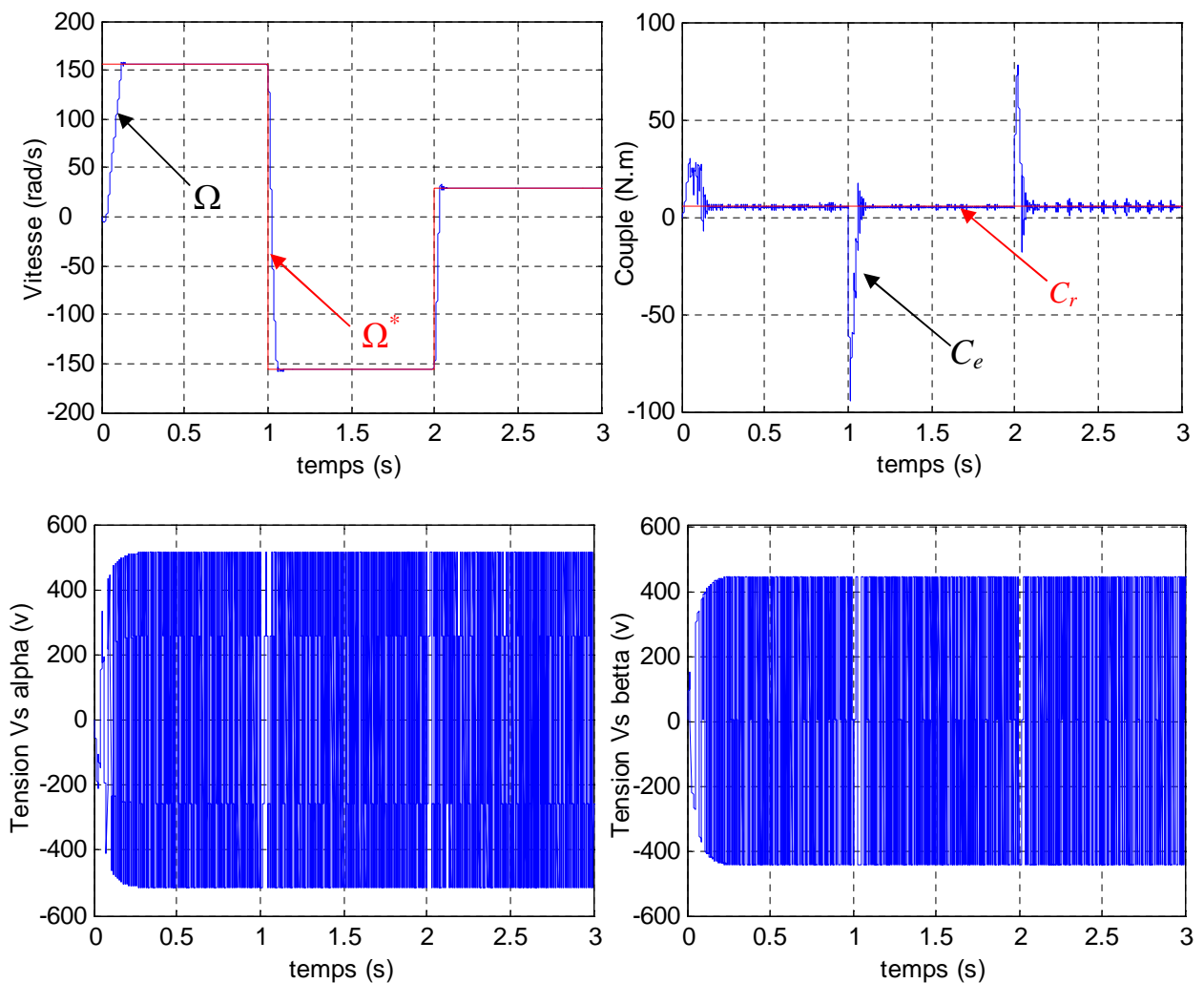
Afin de tester la commande mode glissant-backstepping de la machine asynchrone, nous avons simulé le système dans des conditions variable de fonctionnement à savoir la variation de la vitesse du couple et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique. Et pour chaque variation nous avons présenté les figures de la commande pour l'évolution de la vitesse de rotation, du flux rotorique, du couple électromagnétique, du courant de phase. et les deux tensions de commande  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ .

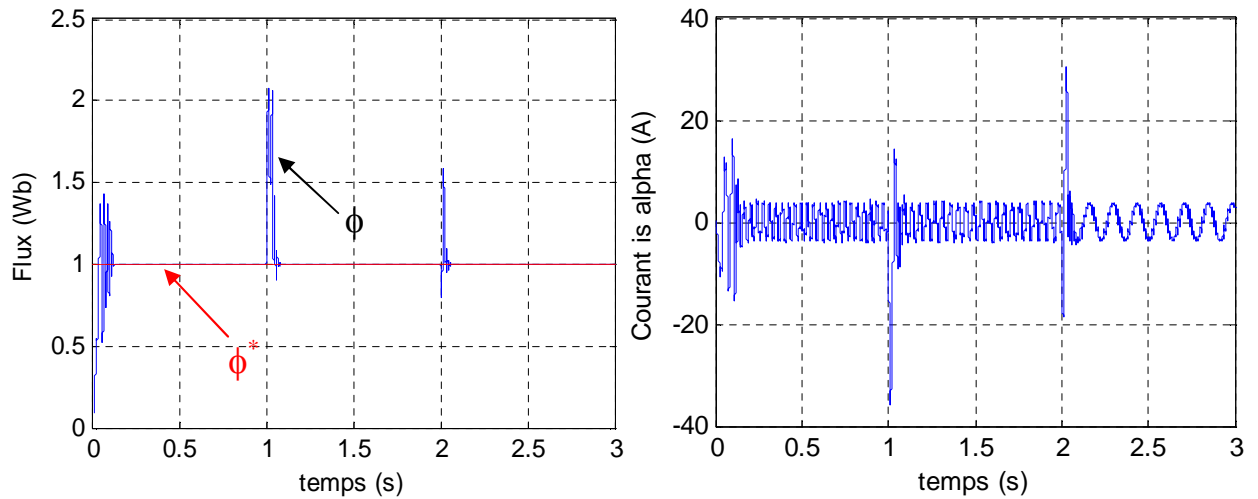


### 4.9.1. Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

Le moteur est initialement chargé à sa valeur nominale  $C_r = 5$  N.m et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l'instant  $t = 1$ s, on inverse le sens de la rotation du moteur (-157 rad/s) et, en fin, à l'instant  $t = 2$ s, le moteur tourne à une faible vitesse de 30 rad/s. Les résultats de simulation de ce test sont regroupés dans la figure (4.4).

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que le système présente une bonne poursuite, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, avec une augmentation dans l'oscillation pour les faibles vitesses, puis regagne sa valeur. On remarque aussi que le flux rotorique subit un pic de transaction, puis suit la consigne, donc la régulation est robuste du point de vue variation de la vitesse.



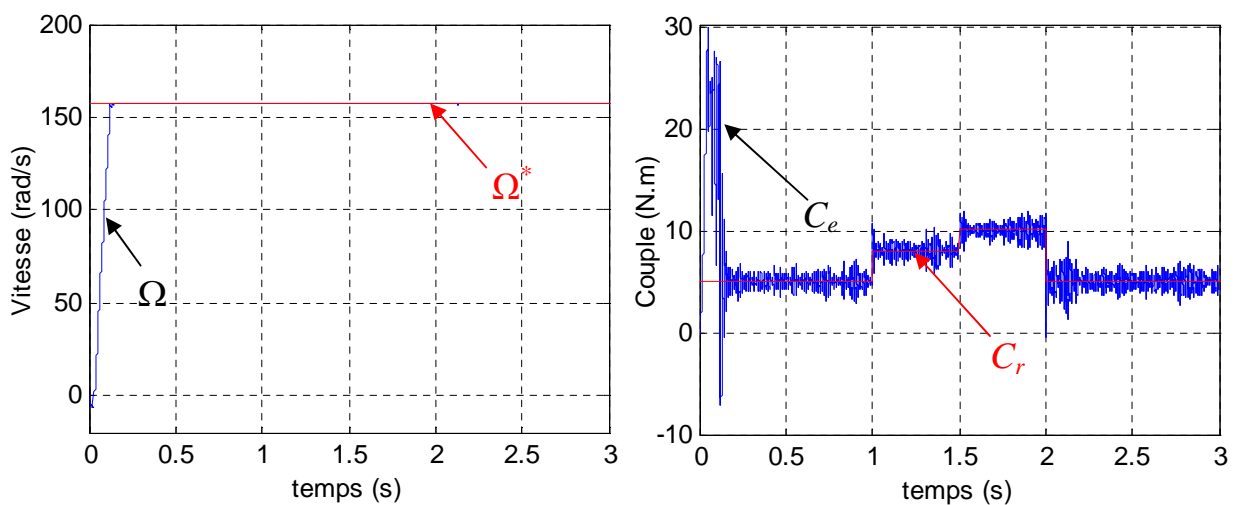


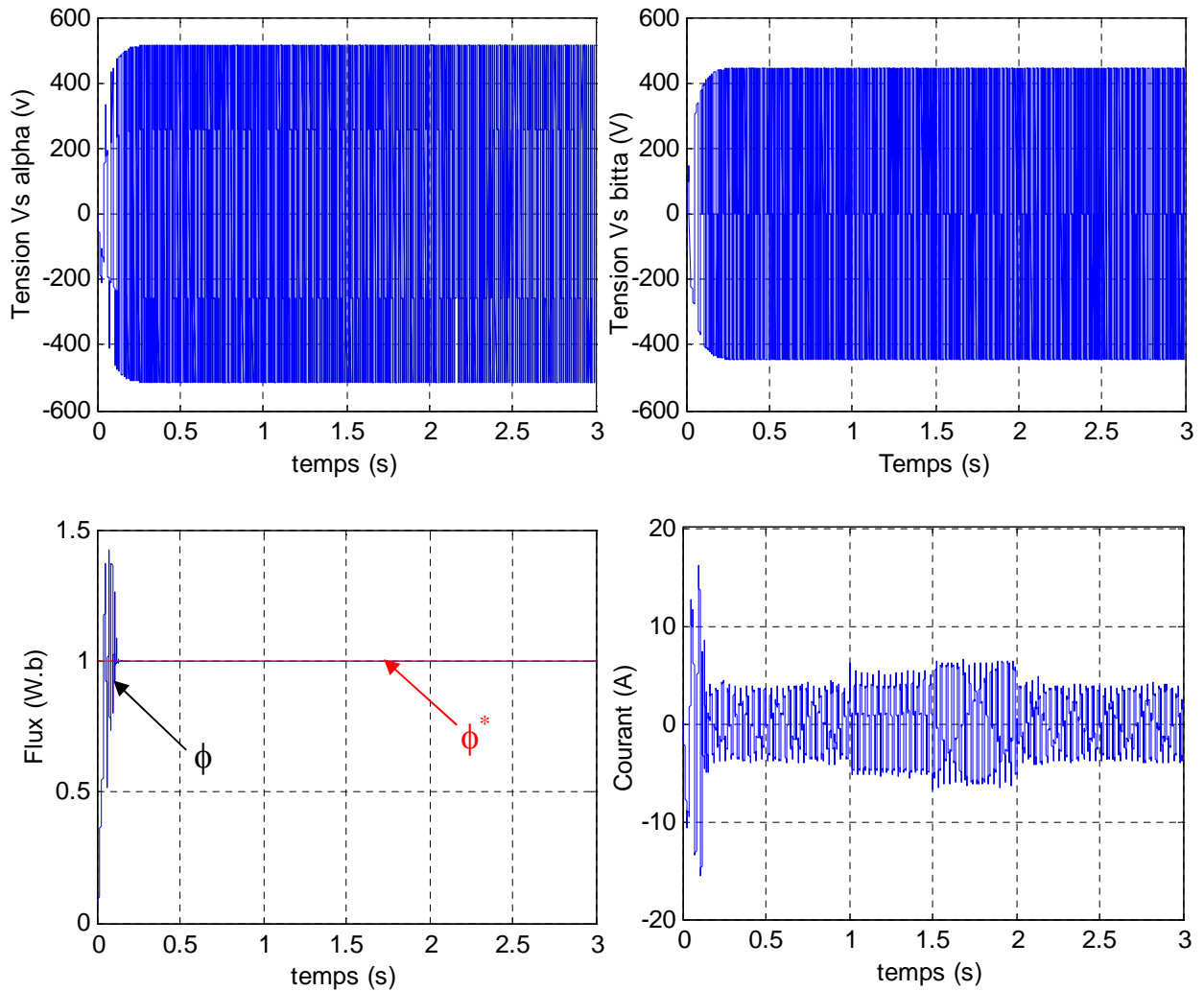
**Figure (4.4):** Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse

#### 4.9.2. Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge

Dans ces conditions, le moteur tourne à sa vitesse nominale pour un démarrage avec la charge nominale  $C_r = 5 \text{ N.m}$ . À l'instant  $t = 1\text{s}$ , on lui applique une charge de  $C_r = 8 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 1.5\text{s}$  on lui augmente une charge jusqu'à  $C_r = 10 \text{ N.m}$  et à l'instant  $t = 2\text{s}$ , on le décharge jusqu'à la valeur nominale. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (4.5).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne et le courant statorique  $i_{s\alpha}$  suit parfaitement la variation de la charge et on ne remarque aucun changement sur la variation des allures de vitesse et du flux.



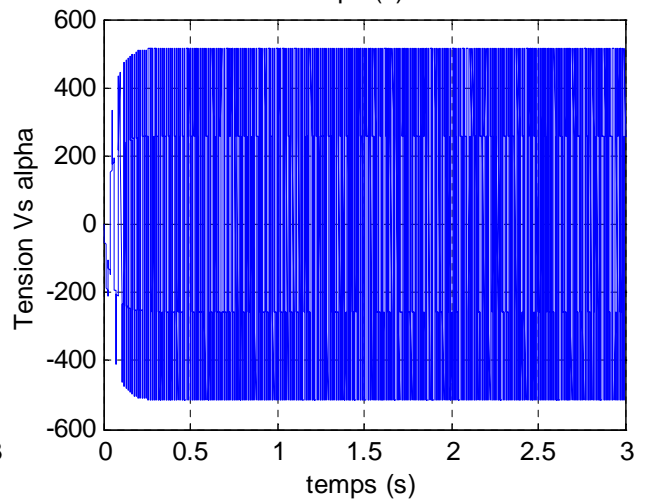
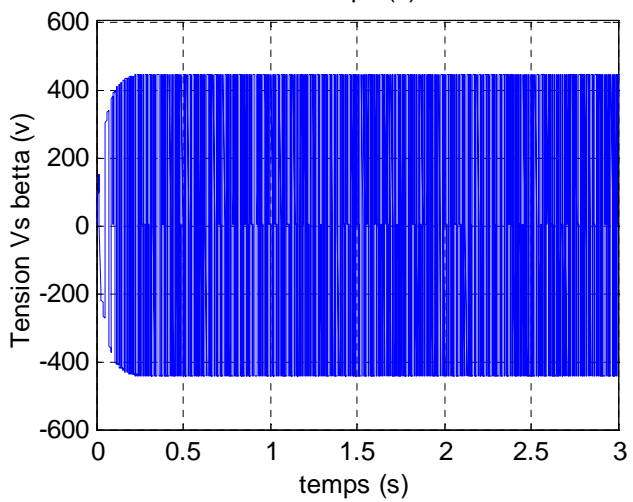
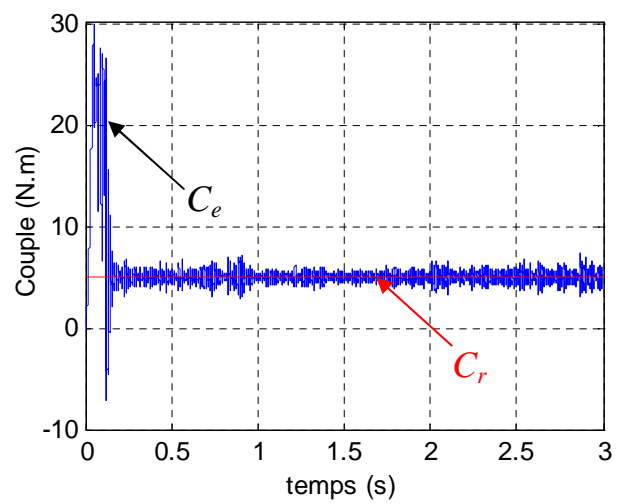
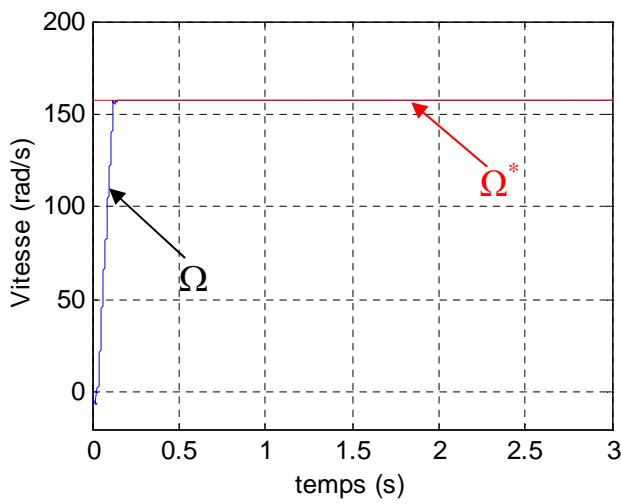
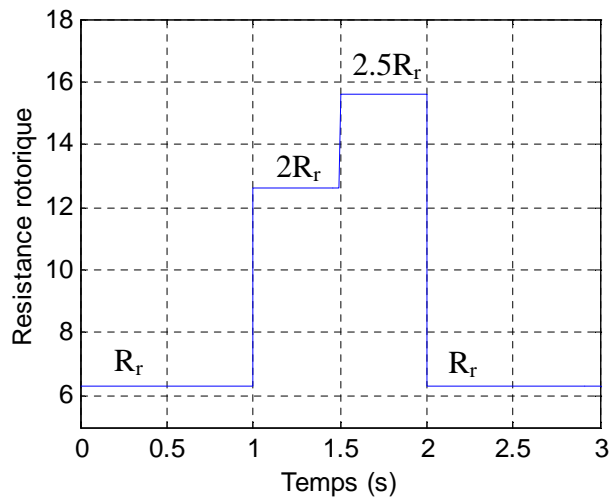


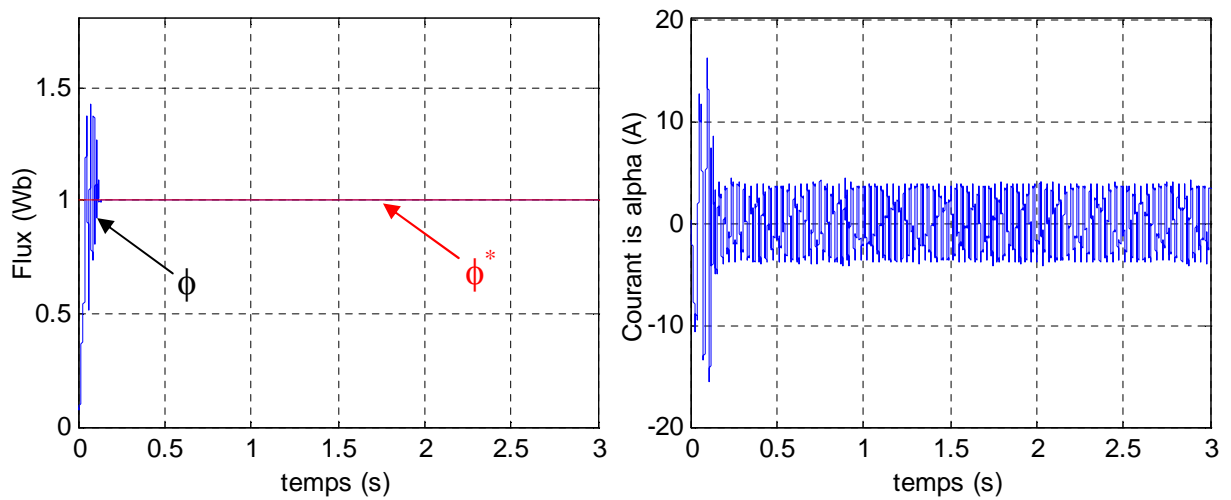
**Figure (4.5):** Résultats de simulation lors de la variation de la charge

### 4.9.3. Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

Premièrement, pour cette variation, la résistance rotorique dans le cas nominale  $R_r$ , à l'instant  $t=1s$  qui sera  $2R_r$ . A l'instant  $t=1.5s$  est augmenté jusqu'à  $2.5 R_r$ , la résistance retourne à sa valeur nominale à l'instant  $t=2s$ . Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (4.6).

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique ne donne aucun changement sur la variation des courbes de vitesse, couple, courant, tension et flux. Cela prouve que la commande **glissante-backstepping** n'est pas sensible à la variation de la résistance rotorique (variation paramétrique).





**Figure (4.6):** Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

#### 4.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué une méthode hybride entre deux techniques de commandes qui sont la commande par mode glissant et backstepping sur la machine asynchrone. à cause les avantages de la technique du backstepping qu'elle peut être associée à d'autres méthodes de l'automatique moderne.

Dans la première partie, des notions de base sur l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires ont été exposées, ensuite nous avons mis en évidence l'algorithme de backstepping.

En deuxième partie, la conception des lois de commande hybrides glissante-backstepping avec la synthèse est présenté. pour commander la machine asynchrone.

En fin nous avons testé la robustesse de cette commande hybride par les variations de la vitesse, de la charge et de la variation paramétrique.

Pour le chapitre suivant, on va faire une étude comparative entre la commande par mode de glissant et la commande hybride glissant-backstepping pour voir les performances de chaque loi de commande proposé dans ce travail.

# **CHAPITRE 05**

---

---

## **ETUDE COMPARATIVE**

---

---

### 5.1. Introduction

Pour examiner les deux lois de commande. Développées pour une machine asynchrone, nous avons opté à une étude comparative entre ces deux commandes. Pour cela, nous définissons deux critères, le premier est en fonction de la commande appliquée, on peut le considérer comme un critère énergétique. Le deuxième est en fonction de l'erreur résultante.

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions, à titre d'exemple : la période d'échantillonnage, le temps de simulation.

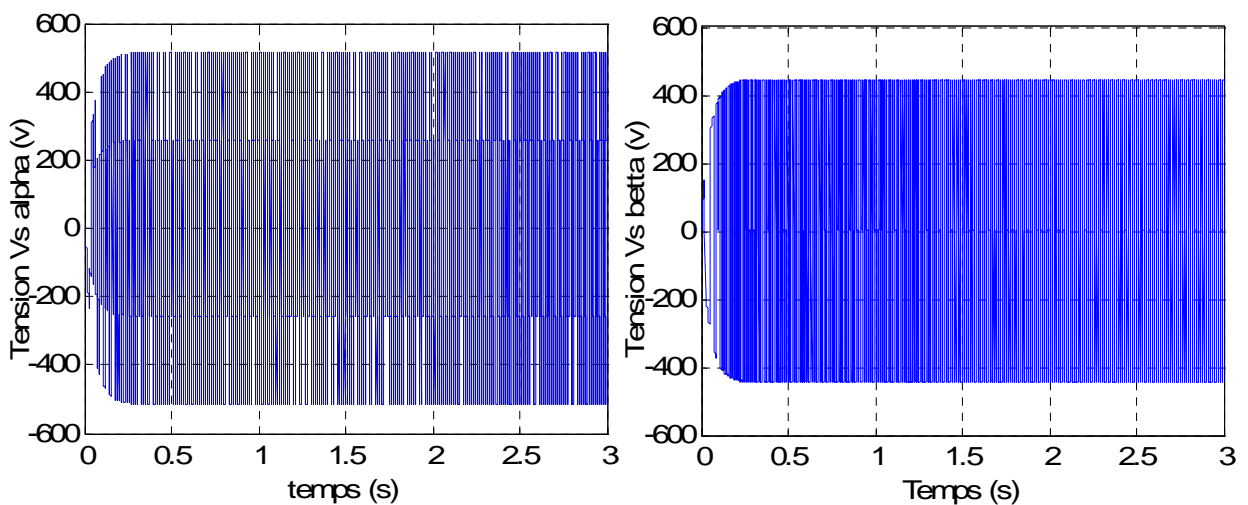
### 5.2. Etude comparative

Critère	Commande par mode glissant	Commande glissante-backstepping
$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (u^T u)$	$7.8452 * 10^9$	$7.8452 * 10^9$
$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (e^T e)$	$8.2923 * 10^6$	$7.9715 * 10^6$

**TAB (5.1):** Étude comparative entre les deux commandes

Dans le tableau précédent, nous avons présenté une comparaison entre les deux commandes développées de la machine asynchrone. Pour mieux éclaircir cette comparaison, on s'est intéressé à l'évolution temporelle de la commande et de l'erreur résultante.

On à les figures suivante. Qui représente les tensions appliqué sur l'entrée de la machine, les erreurs de la vitesse et du flux.



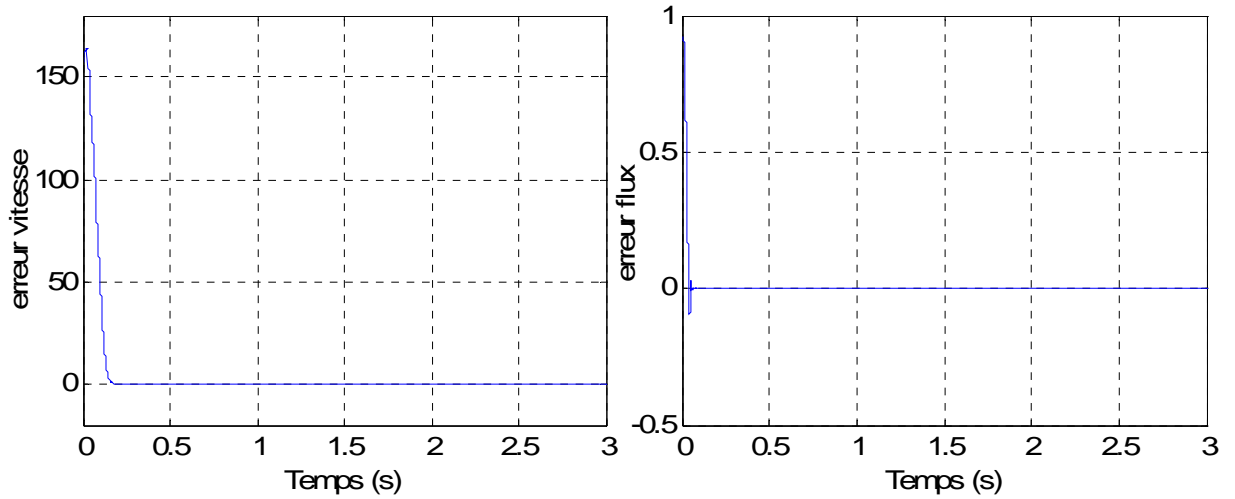


Figure (5.1): Commande et son erreur par mode glissant

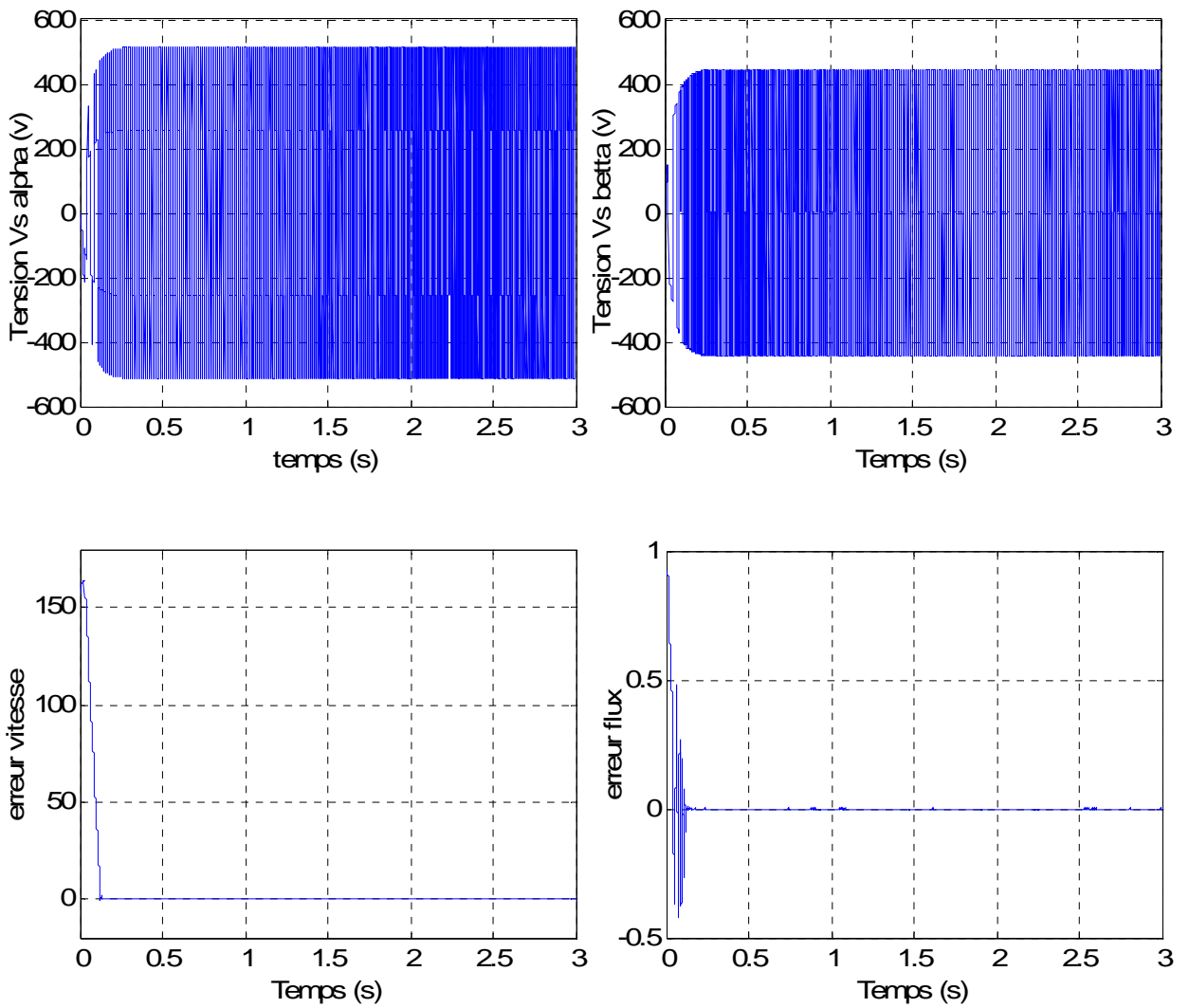


Figure (5.2): Commande et son erreur par le mode glissant-backstepping



L'objectif visé, au niveau de ce chapitre, est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce document et ceci dans les mêmes conditions. Cette comparaison s'est faite selon deux voies : quantitative et qualitative. Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en terme d'erreur résultante et de valeur de la commande nécessaire pour réaliser une telle commande, nous avons adopté deux critères  $J_1$  et  $J_2$  TAB(5.1) Ensuite, nous nous sommes intéressés à la variation temporelle caractérisant ces deux grandeurs (la commande et l'erreur).

Nous constatons que pour le premier critère d'énergie est de la même valeur dans les cas des deux commandes mais dans le cas du critère de la pression, on remarque que la **commande glissante-backstepping** prend une valeur faible par rapport à la commande par mode de glissant (précision mieux). Les figures (5.1) et figure (5.2) montrent la commande appliquée et l'erreur.

### 5.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la comparaison entre la commande par le mode du glissant et la commande glissante-backstepping tout en fixant deux critères (la commande et l'erreur).

Finalement on peut conclure que la commande glissante-backstepping présente de meilleures performances du point de vue de la minimisation du critère de précision par rapport à la commande par mode de glissement.

---

---

# **CONCLUSION GENERALE**

---

---

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à présenter les techniques de la commande d'une machine asynchrone. Pour ces la, nous avons appliqué la commande par le mode du glissant et la commande hybride glissant-backstepping. A l'issue de se travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

La première partie de ce travail est l'étude de la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de PARK.

La seconde partie du travail, consiste à l'étude de la commande par le mode du glissant. Cette commande est caractérisée par sa robustesse vis-à-vis à des perturbations externes et internes. La commande que nous avons étudiée offre certains avantages :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système tels que les résistances rotorique et le couple résistant.
- Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation linéaire donne de bonnes performances.
- La commande développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de la vitesse.

Suite à cette partie, nous avons suivi une nouvelle approche, la commande hybride glissant-backstepping pour stabiliser le système qui à démontrée par simulation la robustesse et donne aussi une bonne précision par rapport à la commande par le mode glissant.

A la fin de ce travail, nous avons fait une étude comparative des performances entre les deux commandes.

Nous avons conclu que la commande glissante-backstepping présente de meilleures performances du point de vue minimisation du critère de la précision par rapport à la commande par mode du glissement.

Le travail présente dans ce PFE constitue le premier du genre d'hybridation entre la technique du mode glissant avec la commande backstepping au niveau du laboratoire de M'sila.

Pour élargir les techniques de la commande, nous proposant les perspectifs suivants :

- 1-hybrider la commande par le mode glissant avec d'autre commande d'intelligence artificiel tel que la logique flou, réseaux de neurone ...
- 2-synthèse d'un observateur non-linéaire pour estimer les états non accessible (flux, vitesse).
- 3-implémentation en temps réel notre algorithme de la commande sur les  $\mu$ p plus rapide comme DSP, FPGA

---

---

# **ANNEXE**

---

---

# ANNAXE A

## LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

### A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 10 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$P = 0,7 \text{ KW}$	puissance électrique

### A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

### A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_e = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal
$p = 2$	Nombre de paire de pôle.

## ANNEXE B

### TRANSFORMATION DE PARK

La transformation qui permet le passage du système triphasé équilibré au système biphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer  $(U, V)$  en fonction de  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$ . D'après la figure (1.2) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_a) V_{sa} + \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} + \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \\ V = -\sin(\theta_a) V_{sa} - \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) V_{sb} - \sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) V_{sc} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Donc :

$$[P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

La matrice de passage inverse est décrite par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_a & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Pour un repère lié au stator ( $\theta_a = 0$ ) avec la composante homopolaire nulle, on obtient :

$$[P] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Avec :

$$K = \frac{2}{3} \quad : \text{ Pour conserver les amplitudes.}$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad : \text{ Pour conserver la puissance.}$$

Nous avons utilisé  $\frac{2}{3}$  pour conserver l'amplitude, alors  $[P]$  devient :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

L'application de la transformation de PARK au système triphasé donne :

### a- Les tensions

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{B.6})$$

$$[P(\theta_a)] [V_{su}] = R_s [P(\theta_a)] [i_{su}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_a)] [\Phi_{su}]) \quad (\text{B.7})$$

$$[V_{su}] = R_s [i_{su}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{su}] + \frac{d[P(\theta_a)]}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} \cdot [\Phi_{su}] \quad (\text{B.8})$$

Après le remplacement dans l'équation (B.8) on obtient :

Pour le **stator**:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

Pour le **rotor**:

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

**b- Les flux**

Pour le **stator**:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{B.11})$$

$$[\Phi_{su}] = [P(\theta_a)] [L_{ss}] [i_{sabc}] + [P(\theta_a)] [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{B.12})$$

$$[\Phi_{sv}] = [P(\theta_a)] [L_{ss}] [P(\theta_a)]^{-1} [i_{su}] + [P(\theta_a)] [M_{sr}] [P(\theta_a)]^{-1} [i_{rv}] \quad (\text{B.13})$$

Pour le **rotor**:

$$[\Phi_{ru}] = [P(\theta_a)] [M_{rs}] [i_{sabc}] + [P(\theta_a)] [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (\text{B.14})$$

$$[\Phi_{rv}] = [P(\theta_a)] [M_{rs}] [P(\theta_a)]^{-1} [i_{su}] + [P(\theta_a)] [L_{rr}] [P(\theta_a)]^{-1} [i_{rv}] \quad (\text{B.15})$$

Après le remplacement dans les deux équations (B.13) et (B.15), on trouve la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2} M_0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & \frac{3}{2} M_0 \\ \frac{3}{2} M_0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_0 & 0 & l_r - M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

On pose:

$$L_s = l_s - M_s \quad L_r = l_r - M_r \quad M = \frac{3}{2} M_0$$

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

On peut écrire l'équation (B.17) sous la forme

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$



## ANNEXE C

### EQUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$C_e = p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \quad (\text{C.1})$$

On désigne par :

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

$\theta$  : L'écart angulaire de rotor par rapport au stator

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

$$P(t) = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}] \cdot [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad (\text{C.2})$$

En appliquant la transformation de PARK à l'équation (C.2), lorsque le système est équilibré (composantes homopolaires nulles), l'équation (C.2) devient :

$$P(t) = (V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}) \quad (\text{C.3})$$

En remplaçant les tensions  $V_{su}$  et  $V_{sv}$  par leurs expressions on obtient :

$$P(t) = R_s (i_{su}^2 + i_{sv}^2) + \left( \frac{d\Phi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} i_{sv} \right) + (\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \omega_a \quad (\text{C.4})$$

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

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

Cette expression est combinée de trois parties sont :

- $R_s (i_{su}^2 + i_{sv}^2)$  : La chute ohmique dans les enroulements statoriques
- $\left( \frac{d\Phi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} i_{sv} \right)$  : représente la variation de l'énergie magnétique stockée dans les enroulements du stator
- $(\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \omega_a$  : La puissance électromagnétique.

Telle que la puissance électromagnétique égale :

$$P_e = C_e \frac{\omega_a}{p} \quad (C.5)$$

Où :

$P_e$  : La puissance électromagnétique

$C_e$  : Le couple électromagnétique

$p$  : Nombre de paire de pôle

Par analogie, l'expression du couple sera :

$$C_e = p (\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \quad (C.6)$$

Par remplacement des  $\Phi_{su}$  et  $\Phi_{sv}$  dans l'équation (C.6), on trouve :

$$C_e = p M (i_{sv} i_{ru} - i_{su} i_{rv}) \quad (C.7)$$

En remplaçant  $i_{ru}$  et  $i_{rv}$  (des équations (I.19) et (I.20)) dans l'équation (C.7) on trouve :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}) \quad (C.8)$$

En remplaçant  $i_{su}$  et  $i_{sv}$  par leurs expressions dans l'équation (C.8), on obtient :

$$C_e = p (\Phi_{rv} i_{ru} - \Phi_{ru} i_{rv}) \quad (C.9)$$

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] C.Jean-Pierre & H. Jean-Paul, " Modélisation et commande de la machine asynchrone, " Edition Technip, Paris, 1995.
- [2] J. Chatelain, " Traité d'électricité : Machines électrique, " Tome 1, Dunod 1984.
- [3] A. Boughaba, " Contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction, analyse d'algorithme de la commande vectorielle, " Thèse de Magister, Université de BATNA, Mai 1998.
- [4] H. S. KIM, J. H. PARK, Y. K. CHOI, " Variable Structure Control of Brushless DC Motor using Evolution Strategy with Varying Search Space ", IEEE, 1996.
- [5] H. S. CHOI, Y. H. PARK, Y. CHO and M. LEE, " Global Sliding-Mode Control Improved Design for a Brushless DC Motor", IEEE Control Systems Magazine, June 2001.
- [6] A. Hocine, " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement", Mémoire de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, Mai 2008.
- [7] B. Abdelouhab et H. Adel, "Commande par mode de glissement d'une suspension active d'un véhicule", PFE, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2006.
- [8] F. Betin, " Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques", Habilitation à diriger des recherches, Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA) UPRES Equipe d'accueil 3299, Université de Picardie Jules Verne, 02880 Cuffies, France, 2003.
- [9] H. BÜHLER, " Réglage par Mode de Glissement", Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, Lausanne, Suisse, 1986.
- [10] B. Ahcene, "Méthodes de commande par mode de glissement appliquées au bras manipulateur et au système hydraulique CE105 à réservoirs couplés", mémoire de magister, Ecole Militaire Polytechnique, Février 2007.

- 
- [11] M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino, "Sliding mode control for dual three-phase induction motor drives", IEEE ISIE, Montréal, Québec, Canada, pp. 2281–2285, July 2006.
- [12] D. Ali et D.Tarek, "Commande par mode de glissement des Pôles d'une machine à induction linéarisée par orientation du flux", PFE, université de M'sila, 2005.
- [13] D. Kamal, "Contribution à la Modélisation et à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Convertisseur Matriciels", Mémoire de Magistère Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2004.
- [14] S. Chaouch, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université de BATNA, Décembre 2005.
- [15] S.SLIMANI et S.TRIRAT, "Conception d'une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique pour la machine asynchrone", PFE, M'sila, 2007.
- [16] A.R.Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse doctorat, université Laval, Québec, Février 2000.
- [17] A.Boumédiène, "Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrones Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse doctorat, ENP, Décembre 2007.
- [18] C. Messaoud, "Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP", Mémoire de Magister ENP, juin 2006.
- [19] Gille, J.C, "Systèmes asservis non linéaires", Dunod, 1988.
- [20] B.Idris, M.Benalegue, H.Mostefai, "Systèmes asservis non linéaires", Ed Lamine, Alger, 2003.
- [21] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", John Wiley & Sons, 1995.
- [22] A.Boumédiène, M.S.Boucherit, F.Boudjema, "A robustness comparative study of the backstepping and the combined backstepping and sliding mode design technique for

PMSM control fed by a three-level voltage source inverter", Serbian Journal of Electrical Engineering.(Soumis).

- [23] A.Boumédiène, M.S.Boucherit, F.Boudjema, "A robustness comparative study of integral backstepping and nonlinear sliding mode for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter", The Mediterranean Journal of Measurement and Control. (Soumis)

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

**Proposé et dirigé par : M. ZEGHLACHE SAMIR**

**Présenté par : ZAGHBA Abdelkarim & Radhouane TITRAOUI**

**Thème :**

**SYNTHESE DES LOIS DE COMMANDE ROBUSTE A  
STRUCTURE VARIABLE POUR UNE MACHINE  
ASYNCHRONE**

**Résumé :**

Les machines asynchrones constituent la plus grande partie des moteurs construits jusqu'à nos jours. Les lois de commande classique peut être insuffisante car elle est moins robuste et moins précision, Pour cela nous avons utilisé des autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances, pour avoir la robustesse, la précision et la stabilité. Parmi ces méthode la commande par le mode du glissant et du backstepping.

**Mots clés :**

Machine Asynchrone, Commande par mode glissant, Commande par Backstepping.

**تلخيص**

الماكنات غير المتزامنة تشكل الجزء الأكبر من المحركات المصنعة في أيامنا هذه، إن قوانين التحكم الكلاسيكية يمكن أن تكون غير كافية لأنها أقل متانة و دقة، و لذلك فإننا استعملنا طرق أخرى أوتوماتيكية وحديثة تهدف إلى تحسين المهارات (الكفاءات)، لضمان المتانة والدقة. و من بين هذه الطرق : التحكم بالنمط الانزلاقي و الرجوع المرحلي.

**الكلمات المفتاحية**

ماكنة غير متزامنة، التحكم بالنمط الانزلاقي، الرجوع المرحلي