

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

SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

THEME

COMMANDE HYBRIDE AVEC  
OBSERVATION D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE

Proposé et dirigé par :

-M. Bachir BENDJAIMA  
-M. Samir ZEGHLACHE

Présenté par :

- CHIKOUCHE Hadjer

Année Universitaire: 2011/2012

N° d'ordre: 07

# REMERCIEMENT

*Louange à Allah le tout puissant, clément et miséricorde de nous avoir aidé à mener ce modeste travail à son terme.*

*Ce présent mémoire, n'aurait pu voir le jour sans la contribution de nombreuses personnes dont nous faisons aujourd'hui un plaisir et un devoir de les remercier, et de leur témoigner notre profonde gratitude.*

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

*Nous remercions vivement Monsieur **BACHIR BENDJAIMA** le chef de département de génie électrique pour sa disponibilité et sa générosité.*

*Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juger notre travaille.*

*Nous n'oublions pas de rendre un vibrant hommage à nos enseignants, à tous les niveaux, pour le sacrifice qu'ils ont consentis, à nos parents qui nous ont donnés la vie, nos enseignants qui nous ont donnés le moyen de bien vivre.*

*Enfin, que tous ceux qui ont attribués de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire trouvent ici l'expression de nos profondes gratitudes.*



# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail aux êtres qui me sont les plus chers :*

*A **Ma mère** qui m'est très chère: qui n'a pas cessé de prier pour moi, m'encourager, et me soutenir dans les moments difficiles et qui a su m'entourer de tout son amour et son affection.*

*A **Mon père** pour sa patience, son soutien et ses conseils avisés et qui s'est sacrifié à fin que rien n'entrave le déroulement de mes études.*

*A mes chers frères et sœurs : **Soumia, Ali, Aboubaker.***

*À toute ma famille, surtout oncle **DJERIOUI ALI***

*A tous mes amis surtout Ahlam, Karima, Fatiha et a toute la promotion 2011-2012 de l'électrotechnique*

*A tous ceux que j'aime.*

***@C.Hadjer***

---

# Sommaire

SOMMAIRE.....	I
LISTE DES SYMBOLES.....	V
INTRODUCTION GENERALE.....	1

## CHAPITRE I

### MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	4
I.2.1 Description de la machine asynchrone.....	4
I.2.2 Hypothèse simplificatrices.....	4
I.2.3 Equations générales de la machine à induction.....	6
I.2.3.1 Equations électriques.....	6
I.2.3.1 Equations magnétiques.....	6
I. 3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE EN EQUATIONS TRIPHASEES .....	9
I.3.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé.....	11
I.3.2 Définitions des différents référentiels.....	12
I.3.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ ).....	13
I.3.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor ( $x, y$ ).....	13
I.3.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants ( $d, q$ ).....	14
I.3.3 Equation du couple électromagnétique et de puissance.....	14

---

1.3.4 Equation mécanique.....	16
1.4 MISE EN EQUATION D'ETAT.....	16
I.5 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	19
I.5.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone.....	20
I.5.2 Interprétations des résultats.....	20
I.6 CONCLUSION.....	23

## CHAPITRE II

# ASPECTS THEORIQUE SUR LES COMMANDES NON LINEAIRES

II.1 INTRODUCTION.....	25
II.2 COMMANDE PAR BACKSTEPPING.....	25
II.2.1 Généralités sur la technique du Backstepping.....	25
II.2.2 Principe de la commande par Backstepping.....	26
II.2.3 Les avantages de la commande Backstepping.....	29
II.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT (structure variable).....	29
II.3.1 Système a structure variable.....	30
II.3.1.1 Définition de régime glissant idéal .....	30
II.3.1.2 Définition de régime glissant réel .....	30
II.3.2 Synthèse d'un contrôleur par mode glissant.....	31
II.3.2.1 Choix des surfaces de glissement.....	31
II.3.2.2 Synthèse de la loi de commande.....	32
II.3 COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING-MODE GLISSANT.....	33

---

II.3.1 Principe de la commande hybride Backstepping-mode glissant.....	33
II.4 CONCLUSION.....	34

## CHAPITRE III

### APPLICATION DES COMMANDES A LA MAS

III.1 INTRODUCTION.....	36
III.2 Etude de l'alimentation de la MAS.....	36
III.2.1 Modélisation et simulation du pont redresseur.....	37
III.2.2 Modélisation et simulation du filtre.....	38
III.2.3 Modélisation et simulation de l'onduleur de tension triphasé.....	39
III.2.3.1 Commande MLI d'un onduleur de tension triphasé.....	41
III.3 Application de la Commande par Backstepping à la MAS.....	42
III.4 Présentation et interprétation des résultats de simulation.....	46
III.4.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse.....	46
III.4.2 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	47
III.4.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	48
III.5 Application de la Commande par mode glissant à la MAS.....	49
III.5.1 Choix des surfaces de glissements.....	50
III.5.2 Conditions de convergence.....	51
III.5.3 Loi de commande par mode glissant.....	51
III.6 Présentation et interprétation des résultats de simulation.....	54
III.6.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse.....	54
III.6.2 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	55
III.6.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	56
III.7 Application de la Commande hybride mode glissant-Backstepping à la MAS.....	57

---

III.7.1 Synthèse de la commande.....	58
III.8 Présentation et interprétation des résultats de simulation.....	62
III.8.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse.....	63
III.8.2 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	64
III.8.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	65
III.9 Conclusion.....	66

## CHAPITRE IV

# COMMANDE HYBRIDE D'UN MAS AVEC THECHNIQUE MRAS

IV.1 INTRODUCTION.....	68
IV.2 LES ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS.....	68
IV.2.1 Notion d'estimation.....	68
IV.2.2 Notion d'observation.....	69
IV.3 Différents types d'observateurs.....	70
IV.4 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE.....	71
IV.4.1 Technique MRAS (Model Reference Adaptative System).....	71
IV.5 Résultats de Simulation de la commande hybride avec la technique MRAS.....	74
IV.6 Conclusion.....	76
CONCLUSION GENERALE.....	78
ANNEXE.....	81
BIBLIOGRAPHIE.....	86

---

# Liste des Symboles

- $MAS$  : Machine Asynchrone.
- $s, r$  : 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 statoriques.
- $V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
- $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : Courants statoriques.
- $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  : Courants rotoriques.
- $\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$  : Flux statoriques.
- $\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$  : Flux rotoriques.
- $L_{ss}$  : La matrice des inductances statoriques.
- $L_{rr}$  : La matrice des inductances rotoriques.
- $R_s, l_s$  : 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 statoriques.
- $m_r$  : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
- $\theta$  : Angle électrique.

$(a, b)$	: 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 de temps rotorique.
$T_s$	: Constante de temps statorique.
$V_{eff}$	: Valeur efficace de tension.

$f$	: Fréquence du réseau.
$s$	: Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$ .
$V(x)$	: Fonction de Lyapunov.
$S(x)$	: Surface de glissement.
MRAS	: Model Reference Adaptative System.
$\hat{\phantom{x}}$	: Signe de grandeur estimé.
$\Omega_{ref}$	: Vitesse de référence.
$\phi_{ref}$	: Flux rotorique de référence.

# ***INTRODUCTION GENERALE***

## **1. Généralité :**

Les trois machines « à courant continu, synchrone et asynchrone » ont de tout temps servi les besoins de l'industrie. Traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

La MAS de part sa simplicité de conception et d'entretien, sa robustesse ainsi que son faible coût, tient une place de choix dans le domaine industriel, le moteur asynchrone nécessite l'emploi d'alimentation à tension et fréquence variables [1].

La machine asynchrone possède plusieurs techniques de commande (Commande scalaire, commande par mode glissant, commande par Backstepping.....). Chaque technique de commande pose un problème, pour garantir la stabilité du système du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure.

La commande des systèmes non linéaires a connu un grand intérêt à la fin des années 80, avec la première version de la linéarisation entrée-sortie. Plus tard, M. Krstić, et P. V. Kokotović, ont introduit des méthodes utilisant des changements de variables récursifs appelés Backstepping, sur des classes de systèmes triangulaires non linéaires paramétrés.

La technique de la commande hybride (Backstepping-mode glissant) fait partie des nouvelles méthodes dans ce domaine.

## **2. Problématique :**

Modèle de la machine est hors de synchronisation très non-linéaire plus de l'affichage est très complexe.

Performance des commandes basée sur la performance actuelle et la durabilité du vertige algorithme de flot d'estimation et a fait l'objet de nombreuses recherches. Le capteur de vitesse est peu fiable car sensible aux perturbations extérieures, sa présence

engendre une augmentation du coût de la commande (coût de maintenance en cas de panne du capteur, la complexité de l'installation).

Le terme hybride va prendre une place importante dans l'évolution du non-linéaire des ordres. Est fourni en termes de stabilité et de robustesse par rapport aux variations des paramètres par la commande hybride Backstepping-Mode glissant.

Ce mémoire traite principalement l'estimation de la vitesse et du flux en utilisant l'estimation par un système adaptatif à modèle de références (MRAS).

### **3. Structure du mémoire :**

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres.

- ∅ Dans le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande, en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle biphasé plus simple. La simulation en boucle ouverte sous Matlab nous permet de voir les caractéristiques du moteur et les contraintes en courant et en couple.
- ∅ Dans le deuxième chapitre portera sur la théorie de la commande par Backstepping et la commande par mode glissant. on utilisant la notion de la commande hybride. Il s'agit de combiner le principe de deux commandes différentes (Backstepping-mode glissant), A partir des conditions de stabilité de Lyapunov, on présentera les principes théoriques de cette commande.
- ∅ Dans le troisième chapitre on applique les commandes, je l'ai mentionné dans le chapitre deuxième à la machine asynchrone, l'étude de l'alimentation de la machine par onduleur de tension à MLI, et représenter les résultats de chaque commande qui donne après la simulation avec interprétation des résultats.
- ∅ Dans le quatrième chapitre, on abordera la commande de la MAS sans capteurs. Différentes techniques d'estimation de flux rotorique et de vitesse seront présentées tel que l'estimateur de la technique MRAS. Les grandeurs estimées seront utilisées dans la commande hybride mode glissant-Backstepping de la machine MAS. des résultats de simulation sont établis montrant ses performances.

# Chapitre I

## MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## I.1 INTRODUCTION

Actuellement, les machines asynchrones sont les machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles. Elle est peu coûteuse [1], on la fabrique en grande série, elle est robuste, fiable et économique. Par ailleurs la machine asynchrone est connue par ses enroulements et sa géométrie propre trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, on doit donc développer un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel. Pour obtenir ce dernier, trois tâches doivent être accomplies [2]; Choisir le modèle, déterminer ses paramètres et en fin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, après une brève description de la machine asynchrone, on donne un modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, 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. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone.

Ce modèle sera traduit sous forme de schéma bloc de manière à être simulé à l'aide du logiciel (MATLAB/SIMULINK).

## I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

### I.2.1 Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

### I.2.2 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont : [3]

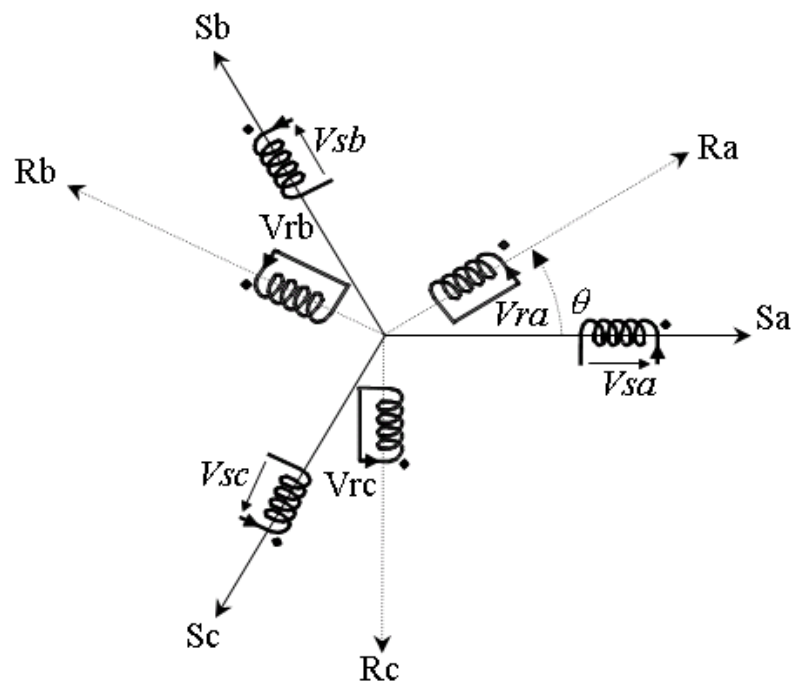
- ✚ Entrefer constant.
- ✚ Effet d'encoche négligeable.
- ✚ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- ✚ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

- ✚ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✚ Effet de peau négligeable.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

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

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle  $(2p/3)$ , 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 (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.**

### I.2.3 Equations générales de la machine à induction

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

#### I.2.3.1 Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques se présentent sous la forme suivante:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}]$$

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

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}]$$

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

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.

#### I.2.3.1 Equations magnétiques

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

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

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

$l_s$   $l_r$  : 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.

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

Les équations magnétiques représentant les flux statoriques et rotoriques sont données par :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.5})$$

Tel que :  $[M_{sr}] = [M_{rs}]$

On désigne par :

$[L_{ss}]$  : Matrice d'inductance statorique.

$[L_{rr}]$  : Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$  : Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2p}{3}) & \cos(\theta - \frac{2p}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2p}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2p}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2p}{3}) & \cos(\theta - \frac{2p}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

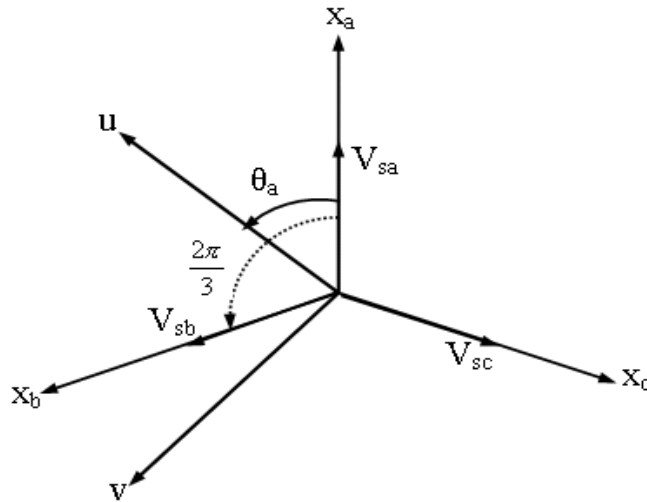
Avec :

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

### I. 3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE EN EQUATIONS TRIPHASEES

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [8].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «x<sub>a</sub>, x<sub>b</sub>, x<sub>c</sub>» présentés dans la figure (1.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.



**Figure (I.2) : Passage du système triphasé au système biphasé.**

$\theta_a$  : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x<sub>a</sub> 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.

Selon la figure (I.2) la projection du vecteur ( $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$ ) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left( V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left( \theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ V_{sv} = \frac{2}{3} \left( V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \sin \left( \theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{cases} \quad (I.9)$$

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

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{I.10})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

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

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2p}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4p}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2p}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4p}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

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

### I.3.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé

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:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_a \\ w_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(w_a - w) \\ (w_a - w) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

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

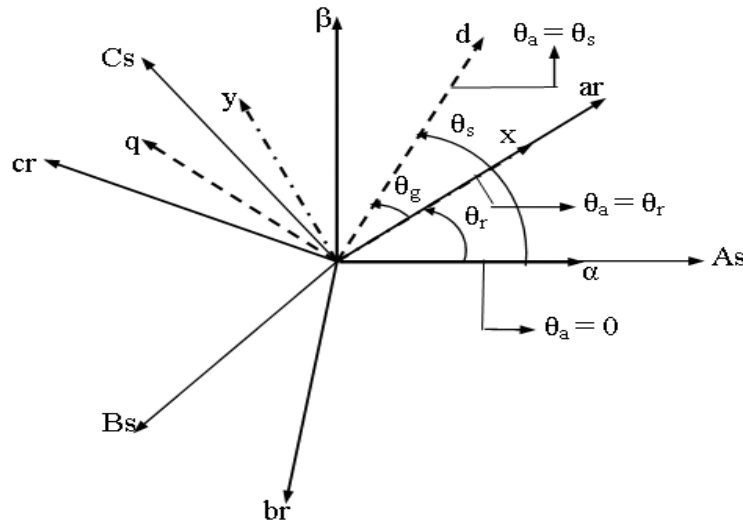
$L_r = l_r - M_r$  : Inductance propre cyclique du rotor.

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

### I.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 (I.3).

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



**Figure (I.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.

#### I.3.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator (a,b)

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. 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 :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. Nous choisissons ce référentiel pour la modélisation de la machine asynchrone.

### I.3.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor (x, y)

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. 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 :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

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

### I.3.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants (d, q)

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique  $\omega_s$  créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

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

Les équations électriques prennent la forme suivante :

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

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

### I.3.3 Equation du couple électromagnétique et de puissance

L'expression du couple électromagnétique  $C_e$  est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p * \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{I.25})$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{n_p} \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$W_e$  : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$\theta_{geo}$  : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

$n_p$  : Nombre de paires de pôles.

Selon PARK, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (\text{I.27})$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (\text{I.28})$$

Le système étant équilibre, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant  $V_{su}$  et  $V_{sv}$  par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[ i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{I.30})$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

$$\dot{\text{ü}} \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] \quad (\text{représente les chutes ohmiques}).$$

$$\dot{\text{ü}} \frac{3}{2} \left[ i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] \quad (\text{représente la variation de l'énergie magnétique}).$$

$$\dot{\text{ü}} \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique)}).$$

$$\text{Sachant que : } P_e = C_e \cdot \omega_a$$

Alors

$$C_e = p * [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (\text{I.31})$$

Avec :

$p$  : Nombre de paire de pôles.

### 1.3.4 Equation mécanique

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

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.32})$$

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 EQUATION D'ETAT

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, la tension statorique ( $V_{sd}, V_{sq}$ ) et la vitesse du champ 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 ( $i_{sa}, i_{sb}, \Phi_{ra}, \Phi_{rb}$ ).

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

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \sigma L_s \frac{d i_{sa}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{ra}}{dt} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \sigma L_s \frac{d i_{sb}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{rb}}{dt} \\ V_{ra} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{sa} + \frac{1}{T_r} \Phi_{ra} + \omega \Phi_{rb} + \frac{d \Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{sb} - \omega \Phi_{ra} + \frac{1}{T_r} \Phi_{rb} + \frac{d \Phi_{rb}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

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 :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

De la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

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 :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.36})$$

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 (I.35) par  $[L]^{-1}$ , on trouve la matrice d'évolution:

$$[A] = [L]^{-1}[Z] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Et la matrice de commande  $[B]$  :

$$[B] = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

## I.5 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

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

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Avec :

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

$\omega = 2p f$  Avec  $f$  : Fréquence du réseau.

### I.5.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au stator. Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (I.40), (I.41) et (I.42).

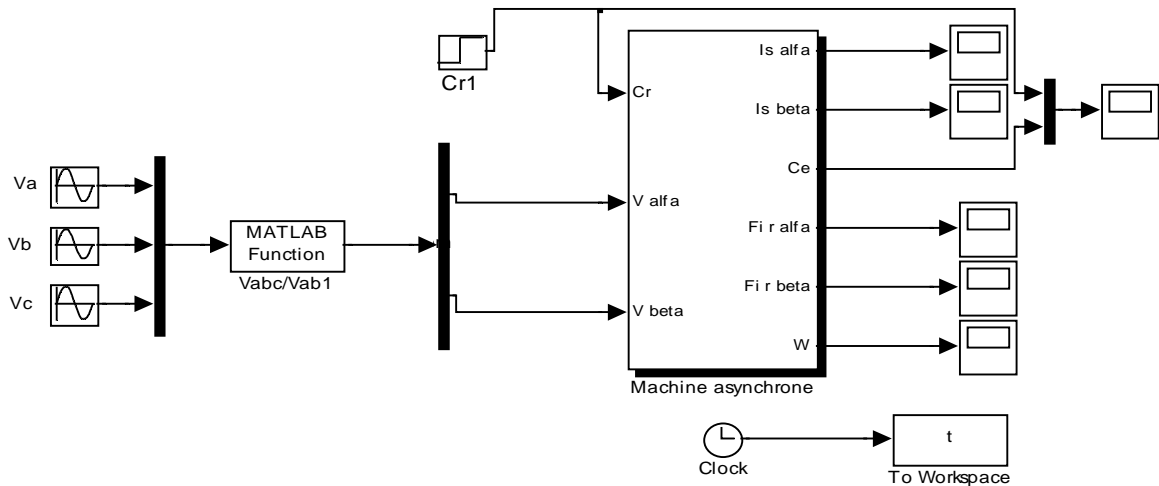


Figure (I.4) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

### I.5.2 Interprétations des résultats

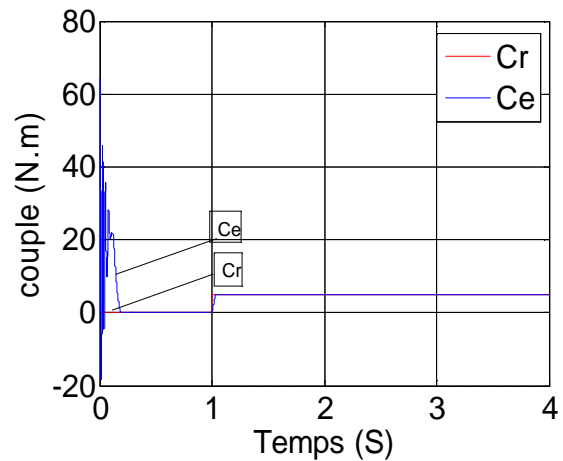
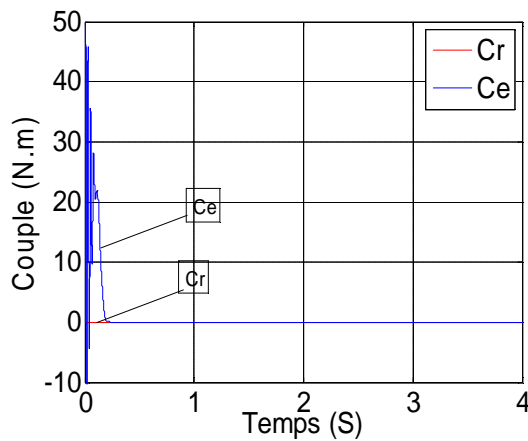
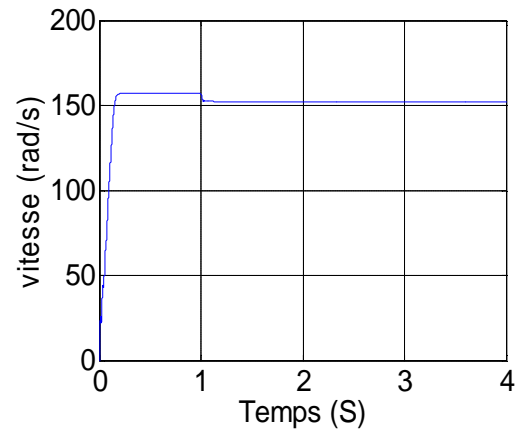
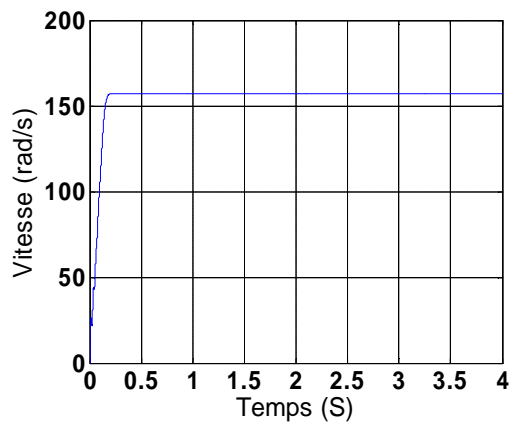
La figure (I.5) présente les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard (220V/380V, 50HZ). Nous avons effectués deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième en charge avec un couple résistant  $Cr$  égale au couple nominale à l'instant  $t=1s$ .

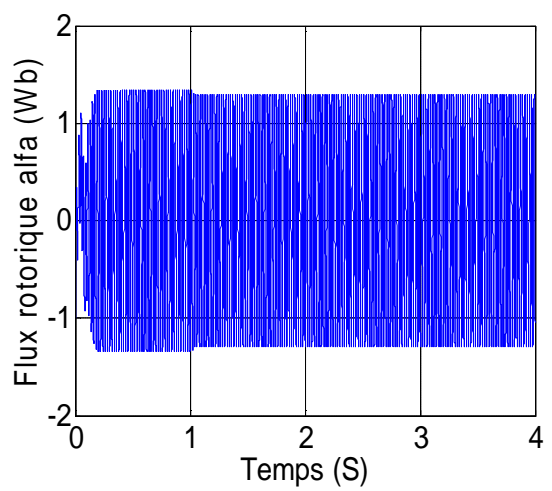
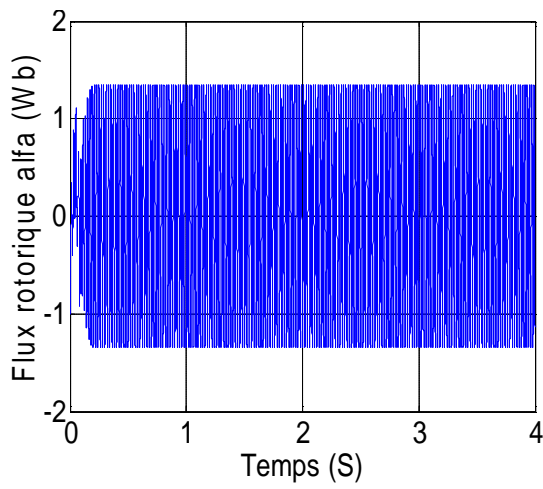
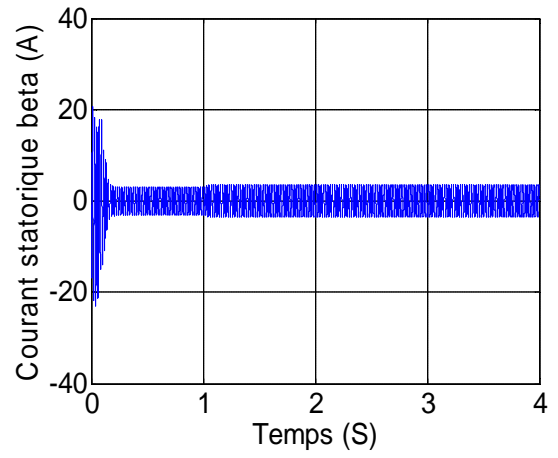
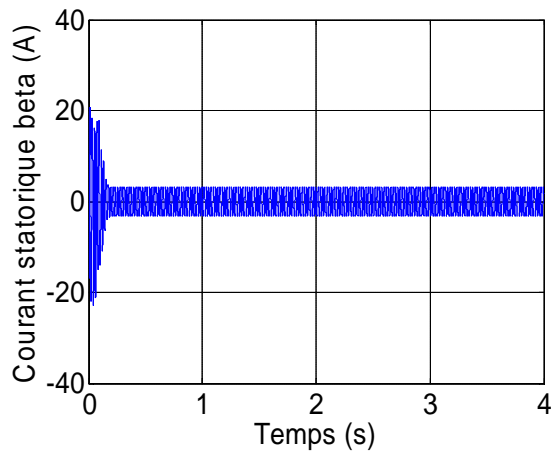
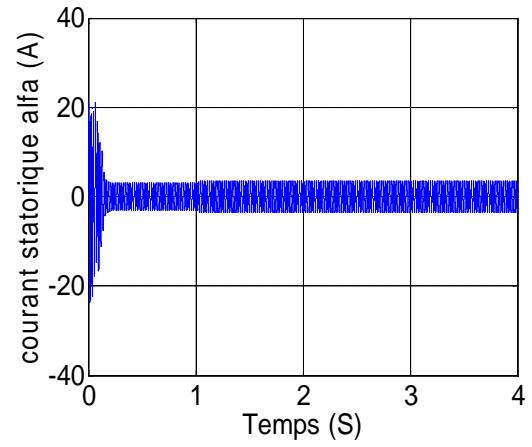
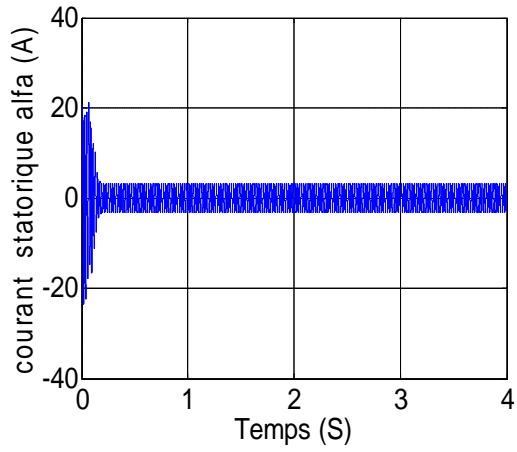
Lors de démarrage à vide, les résultats obtenus nous renseignent que la vitesse s'accroît avec une croissance presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s). Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, après il se régularise à une valeur nulle (charge nulle). Les flux rotorique et statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes. Finalement, les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

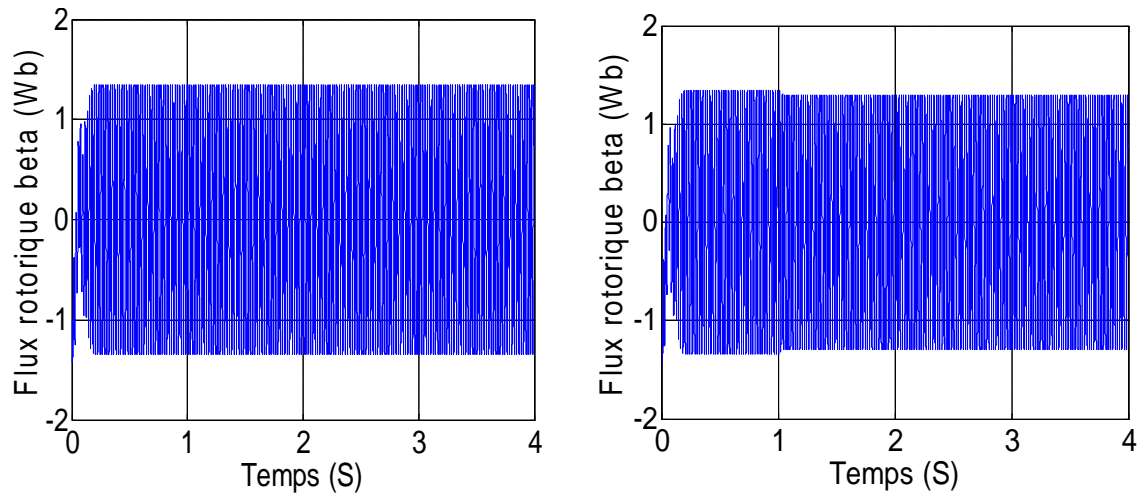
Lors de l'application d'une charge nominale  $C_r = 5\text{N.m}$  à l'instant ( $t = 5\text{s}$ ), on observe une décroissance de la vitesse, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser les oscillations avec une réponse absolument instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Les flux rotoriques et statoriques gardant leurs formes avec une légère diminution de ses modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

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

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







**Figure (I.5) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.  
(Pour  $C_r = 0$  N.m et  $C_r=5$  N.m)**

## I.6 CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre 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. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de PARK d'une machine asynchrone. Cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Ce chapitre 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.

Un aspect théorique sur la commande par Backstepping, la commande par mode glissant, et la commande hybride Backstepping-mode glissant sera détaillé dans le chapitre suivant.

# Chapitre II

## ASPECTS THEORIQUE SUR LES COMMANDE NON LINEAIRES

## II.1 INTRODUCTION

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités.

Ce chapitre est destiné à introduire les accepts théoriques sur les commandes non linéaires (mode glissant, Backstepping la commande hybride Backstepping-mode glissant...).

## II.2 COMMANDE PAR BACKSTEPPING

### II.2.1 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. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. La technique du Backstepping permet de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante.

L'idée principale est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour les systèmes non linéaires en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires. La loi de commande trouvée, permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités.

L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantie la stabilité globale du système. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte du non linéarité. [9]

### II.2.2 Principe de la commande par Backstepping

L'idée de base du Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit toujours définie négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant [6]. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [4].

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure.

Pour appliquer la commande Backstepping, le système doit être sous forme *strict feedback*.

Cette condition peut être réalisée par le changement de variable suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\xi}_1 = \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 = \xi_3 \\ \dot{\xi}_{i-1} = \xi_i \\ \dot{\xi}_{n-1} = \xi_n \\ \dot{\xi}_n = u \\ y = \xi_1 \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

Le but de cette procédure est de commander tout d'abord la première équation par l'intermédiaire de la variable  $\xi_2$ , appelée commande virtuelle. La deuxième équation est commandée par sa commande virtuelle  $\xi_3$ , jusqu' à la *nième* équation, puis de commander le système globale par  $u$ .

**Etape 1:**

Représente la première erreur dans le but d'assurer la convergence de la sortie vers sa valeur de référence (désirée)  $y_d$ .

$$e_1 = y - y_d = \xi_1 - y_d \quad (\text{II.2})$$

La première fonction de *Lyapunov* est choisie en fonction de l'erreur comme suit:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{II.3})$$

Et sa dérivée donne :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (\dot{\xi}_1 - \dot{y}_d) \quad (\text{II.4})$$

Comme le but est de choisir la commande qui rend la dérivée de la fonction de Lyapunov  $\dot{V}_1$  définie négative, alors on pose :

$$\dot{\xi}_1 = -k_1 e_1 + \dot{y}_d = (\xi_2)_d \quad (\text{II.5})$$

Où :  $(\xi_2)_d$  représente la commande virtuelle désirée de la commande.

On remplace cette commande dans l'équation (II.4) on trouve :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0 \quad (\text{II.6})$$

Avec :  $k_1$  est un gain positif. la condition de Lyapunov est garantie.

**Etape 2:**

De la même façon la nouvelle variable d'erreur en fonction de la commande virtuelle  $\xi_2$  et celle désirée on trouve :

$$\begin{aligned} e_2 &= \xi_2 - (\xi_2)_d \\ &= \xi_2 + k_1 e_1 - \dot{y}_d \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Alors la fonction de Lyapunov augmente et devient comme suit :

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{II.8})$$

On a:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= (\dot{\xi}_2)_d - \dot{y}_d \\ &= e_2 - k_1 e_1 \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

La dérivée de  $V_2$  avec  $(\dot{\xi}_2)_d = \xi_3$  comme une deuxième commande virtuelle sera donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 + e_2 (e_1 + (\dot{\xi}_2)_d + k_1 \dot{e}_1 - \ddot{y}_d) \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 [(1 - k_1^2) e_1 + k_1 e_1 + \xi_3 - \ddot{y}_d] \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Pour garantir la condition de stabilité ( $\dot{V}_2 < 0$ ),  $\xi_3$  est choisie comme suit:

$$(\xi_3)_d = (k_1^2 - 1)e_1 - (k_1 + k_2)e_2 + \ddot{y}_d \quad k_2 > 0 \quad (\text{II.11})$$

Ce qui résulte :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + -k_2 e_2^2 < 0 \quad (\text{II.12})$$

### Etape n :

On définit :

$$e_n = \xi_n - (\xi_n)_d \quad (\text{II.13})$$

La fonction de Lyapunov s'écrit par la forme suivante :

$$V_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n e_j^2 \quad (\text{II.14})$$

On a:

$$\dot{e}_{n-1} = e_i - k_{n-1} e_{n-1} - e_{n-2} \quad (\text{II.15})$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^{n-1} k_j e_j^2 + e_n (e_{n-1} + \dot{\xi}_n - (\dot{\xi}_n)_d) \quad (\text{II.16})$$

La commande dans ce cas est la commande réelle  $u$  donnée comme suit :

$$(\dot{\xi}_n)_d = u \quad (\text{II.17})$$

$$u = k_n e_n - e_{n-2} + (\dot{\xi}_n)_d \quad k_n > 0 \quad (\text{II.18})$$

### II.2.3 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 [5].

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.

## II.3 COMMANDE PAR MODE GLISSANT (structure variable)

Les équations dynamiques d'un système non linéaire généralement sont fortement couplée de plus les paramètres dépend de la charge qui suivant inconnus c'est problème devient de plus en plus difficile à contourner par l'algorithme classique (PID) forure et mesure les exigences des caractéristiques de la dynamique du système bouclée sont tropes strate pour telles réseaux une solution réside dans l'application de nouvelle technique de commande on perturbation et eu variation des paramètres des qui sont des commandes robustes cette technique de commande robuste est une classe particulière des systèmes appelé commande à régime glissant basé sur la théorie des systèmes à structure variable.

Plusieurs chercheurs depuis les année 60 développé les algorithmes à structure variable on UR.SS(ex) notamment dans l'équipe de professeur EME Lyapunov à partir des résultats des mathématiciens PHILIPPOV sur les équations différentielles à seconder discontinue l'édit d'appliqué cette méthode dans le domaine du robotique revient à de nombreux chercheure talque : K.K Young ; J.JE Stoline ;en 1980 la commande à structure variable consiste à amenai la trajectoire d'état du système bouclé vers une surface du glissement et de la faire comité autour de cette surface jusqu'à au point d'équilibre.

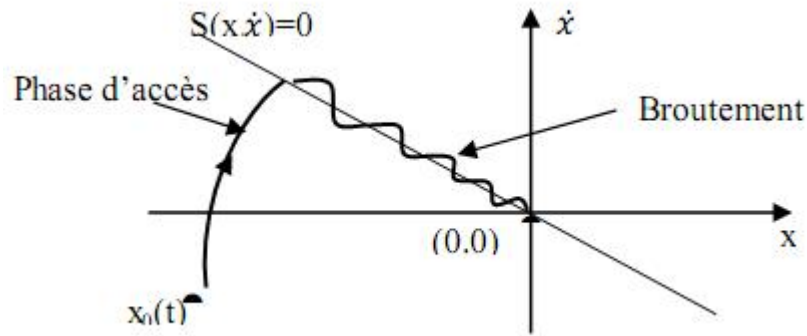


Figure (II.2) Phénomène de broutement

### II.3.1 Systèmes à structure variable :

Sont des systèmes dans lesquels les paramètres d'un régulateur peuvent prendre deux valeurs différentes. La commutation d'une valeur à l'autre se fait suivant le signe d'une fonction définie dans l'espace d'état du système correspondant à l'hyper surface de glissement dans le but d'obtenir une meilleure stabilité et précision que celle généralement obtenue avec les régulateurs classiques ; ainsi le point représentatif de l'évolution du système peut être maintenu sous certaines conditions sur l'hyper surface choisie dans l'espace sera atteint la dynamique de système d'ordre réduit et libre c'est-à-dire le système évolue sur une sous variété de dimension du système initiale.

Le système bouclé joint alors la propriété d'indépendance vis-à-vis des perturbations extérieures, du non linéarité et des paramètres du système à commander.

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } S > 0 \\ U_{\min} & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

#### II.3.1.1 Définition du régime glissant idéal :

Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle ; le point de représentation de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation  $S$ .

#### II.3.1.2 Définition du régime glissant réel :

On pratique l'organe de commutation est réalisé à partir du relé qui présente des imperfections comme les retards de commutation, la trajectoire de phase de régime glissant reste aux voisinages de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations

indésirable qui désunie la précision du système on garde la stabilité (Le régime glissant réel correspond à une fréquence finie et d'amplitude oscillatoire).

### II.3.2 Synthèse d'un contrôleur par mode glissant

La conception du contrôleur par mode glissant nécessite les étapes suivantes :

a) Définition des surfaces de glissement :

- Poursuite de référence
- Régulation
- Stabilité de la structure de commande

b) Définition de la stratégie de contrôle

Calcule de la commande  $U(x)$  qui permet de conduire la trajectoire d'un système à partir d'un état initiale vers la surface de glissement et son maintien sur cette surface jusqu'au point de fonctionnement désiré.

$$U = \begin{cases} U_{max}, & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min}, & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

c) Réduction du phénomène du chattering « broutement ».

#### II.3.2.1 Choix des surfaces de glissement

On considère le modèle d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.20})$$

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

En général, choisissez le nombre de 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 :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.21})$$

Avec:

$\lambda$  : Gain positif.

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

$r$  : Degré relatif. Tel que :  $\frac{d\dot{s}}{du} \neq 0$  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 a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «  $r$  ».

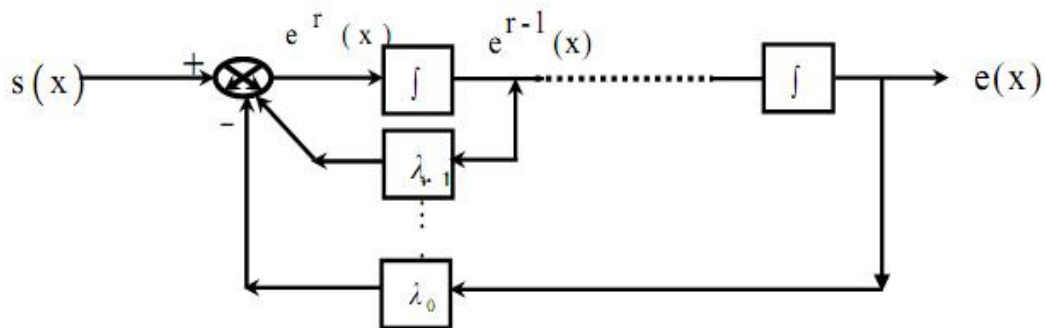


Figure (II.1) : Linéarisation exacte de l'écart.

### II.3.2.2 Synthèse de la loi de commande

Le terme  $u_{eq}$  est défini par l'équation suivant :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x)\right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x) \quad (\text{II.22})$$

Le terme de commutation  $u_c$  assure principalement la convergence des trajectoires du système vers l'état désire.

La loi de commande qui sera utilisée dans notre mémoire est composée de terme continu  $u_{eq}$  et un terme discontinu  $u_c$ .

$$U = u_{eq} + u_c \quad (\text{II.23})$$

Cette commande est la somme d'un terme de basse fréquence  $u_{eq}$  et d'un terme de haute fréquence  $u_c$ . Toutes les formes proposées donnent un terme discontinu par

exemple : Fonction SAT, la fonction de Smooth, et la fonction signe. La forme simple qui est généralement utilisée est :  $u_c = -K \text{sign}(S)$  ou  $K$  est une constante positif et  $\text{sign}$  est la fonction signe classique.

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Notons que dans le chapitre trois de notre mémoire, nous allons utiliser la forme suivant :

$$u_c = -G S - K \text{sign}(S) \quad (\text{II.25})$$

Le terme  $u_c$  force les dynamiques à converger vers la surface et assure l'insensibilité du système via-à-via des incertitudes et des perturbations. par exemple, pour des paramètres mal connus, le système ne glisse pas parfaitement sur la surface, il quitte celle-ci, mais le terme discontinu l'y ramène car la surface est attractive. C'est pour cette raison que la commande par modes glissants est dite robuste.

## II.4 COMMANDE HYBRIDE BACKSTEPPING-MODE GLISSANT

### II.4.1 Principe de la commande hybride Backstepping-mode glissant

La plupart des nouveaux outils de conception ont émergé en activant quelques concepts descriptifs classiques [2], 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.

La technique de Backstepping et du mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques. En effet les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface du glissement sont:

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

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

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.

## II.5 CONCLUSION

Ce chapitre est un rappel sur la théorie des commandes non linéaire appliquer par la suite à notre système (Machine asynchrone), la commande par Backstepping, la commande par mode glissant ; et le principe de la commande hybride Backstepping-mode glissant.

La commande par Backstepping assurant une amélioration de la robustesse de la commande par son principe utilisant la fonction de Lyapunov qui peut donner plus de stabilité au système à étudier. Ensuite, nous avons vu la commande par mode de glissant, qui est une commande non linéaire robuste, elle consiste à amener le système à une surface dite de glissement, sur laquelle les objectifs de commande sont réalisables, et le maintenir sur cette surface. En suit donne le principe de la commande hybride Backstepping-mode glissant qui améliore les performances des commandes.

L'étude de l'influence de ces commandes sur notre machine asynchrone, sera l'objet du chapitre suivant sur la base des résultats de simulation qui seront obtenus.

# Chapitre III

## APPLICATION DES COMMANDES A LA MAS

### III.1 INTRODUCTION

Le travail présenté dans ce chapitre est consacré aux commandes non linéaires des machines asynchrones. Ces machines sont des procédés multi variables non linéaires fortement couplés à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Sur le plan théorique des commandes non linéaires sont développées permettant de contrôler indépendamment le couple et le flux dans la machine et assurant la stabilité et la robustesse par rapport aux variations paramétriques comme la commande vectorielle, la commande par mode glissant, la commande non linéaire ES, et la commande par Backstepping.....etc.

Dans ce chapitre on donnera l'étude de l'alimentation de la MAS, et l'application de la commande par Backstepping, Par la suite on appliquera la commande par mode glissant à la machine asynchrone, suivit par l'application de la commande hybride mode glissant-Backstepping, pour améliorer la stabilité du système. A la fin du chapitre, il sera présenté les résultats de simulation de cette commande.

### III.2 Etude de l'alimentation de la MAS

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 (III.1). L'onduleur à MLI est alimenté par une tension redressée et filtrée.

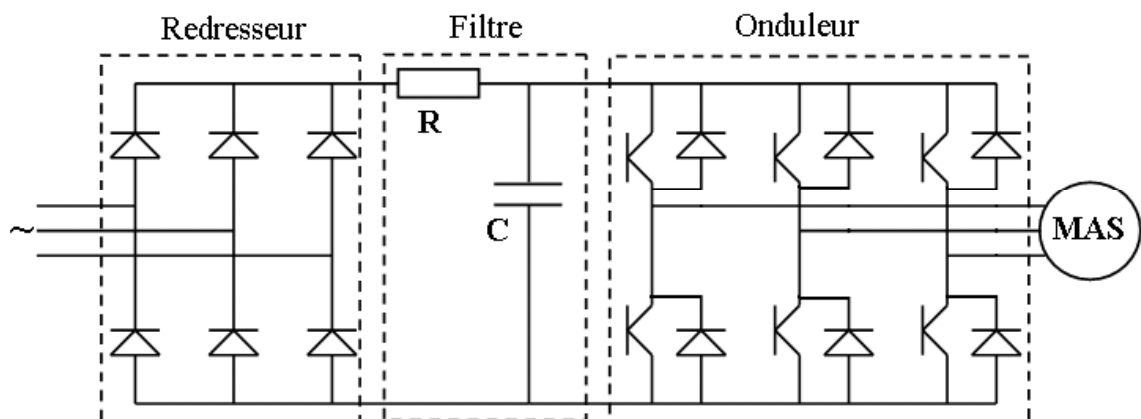
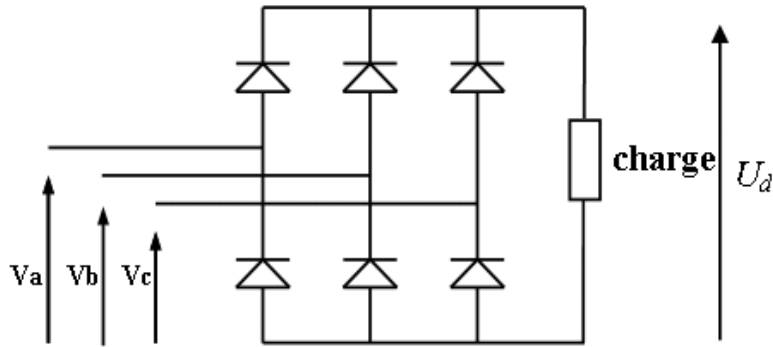


Figure (III.1) : Association Convertisseur-machine asynchrone.

### III.2.1 Modélisation et simulation du pont redresseur

Le redresseur est schématisé par la figure (III.2). Il est constitué d'un montage à diodes, alimenté par un système de tensions triphasées.



**Figure (III.2) : Pont redresseur triphasé double alternance.**

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

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_{res}) \\ V_b = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_{res} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_{res} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.1)$$

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 (III.3).

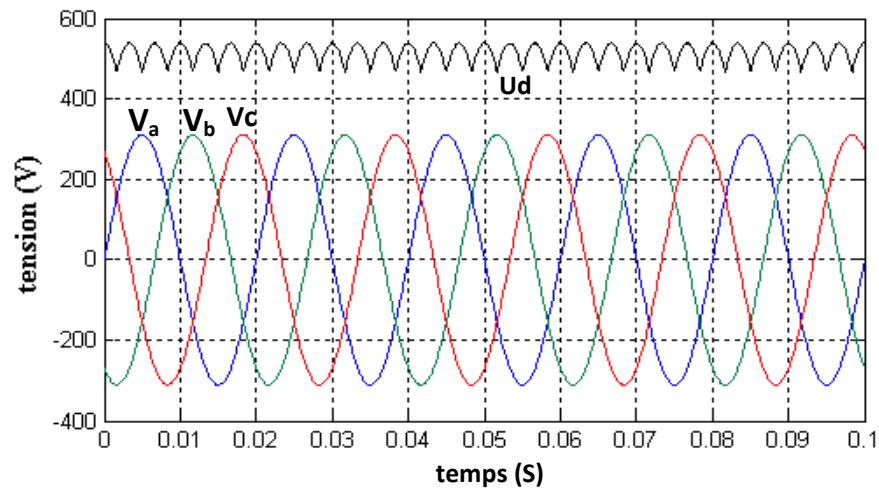


Figure (III.3) : Tension de sortie du redresseur.

### III.2.2 Modélisation et simulation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive [15], ce qui nécessite l'utilisation d'un filtre RC représenté dans la figure (III.4), à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée.

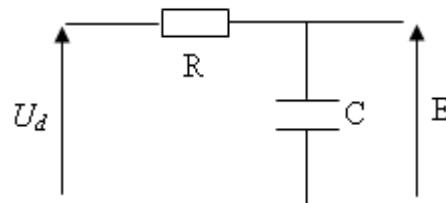


Figure (III.4) : Schéma électrique du filtre RC

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

$$F(s) = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{(1+\tau s)} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

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

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

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

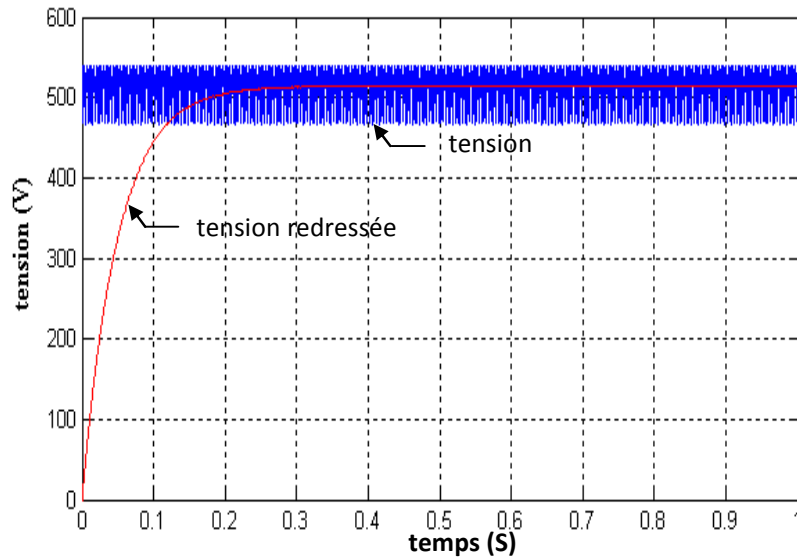
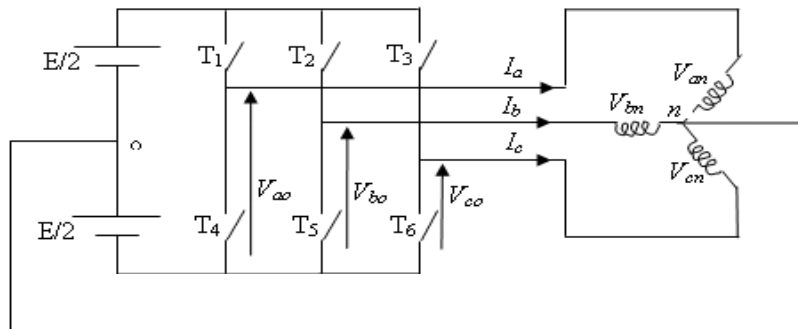


Figure (III.5) : Tension de sortie du filtre.

### III.2.3 Modélisation et simulation de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur de 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 et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. [12]

L'onduleur représenté dans la figure (III.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 sortie de l'onduleur  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont, par commodité, référencées par rapport à un point 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-pont avec un retard de  $1/3$  de période.



**Figure (III.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 :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III.4})$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En remplaçant les trois tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  de l'équation (III.3) dans l'équation (III.5) on trouve :

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

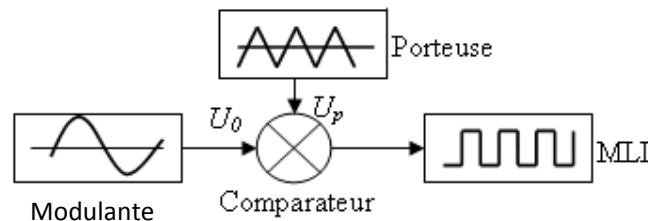
Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

### III.2.3.1 Commande MLI d'un onduleur de tension triphasé

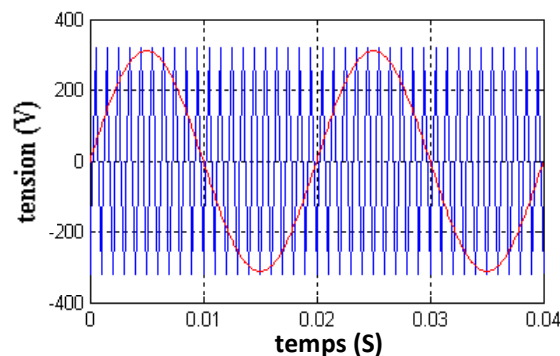
La stratégie de commande par modulation de largeur impulsion (MLI) permet de convertir une tension de fréquence appelée modulante en une tension sous forme de créneau successif [15]. Le principe de la MLI consiste à comparer le signal de fréquence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence 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.

Le schéma synoptique de la commande MLI est représenté par la figure (IV.7)



**Figure (III.7) : Schéma synoptique.**

Les figures (III.8), (III.9) et (III.10) présentent les résultats obtenus par simulation



**Figure (III.8) : Tensions porteuse et modulante ( $f_s = 50$  Hz,  $f_p = 1000$  Hz)**

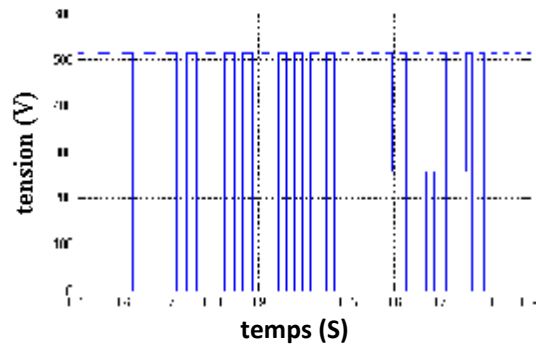


Figure (III.9) : Tension par rapport un point fictif 'o' ( $V_{ao}$ ).

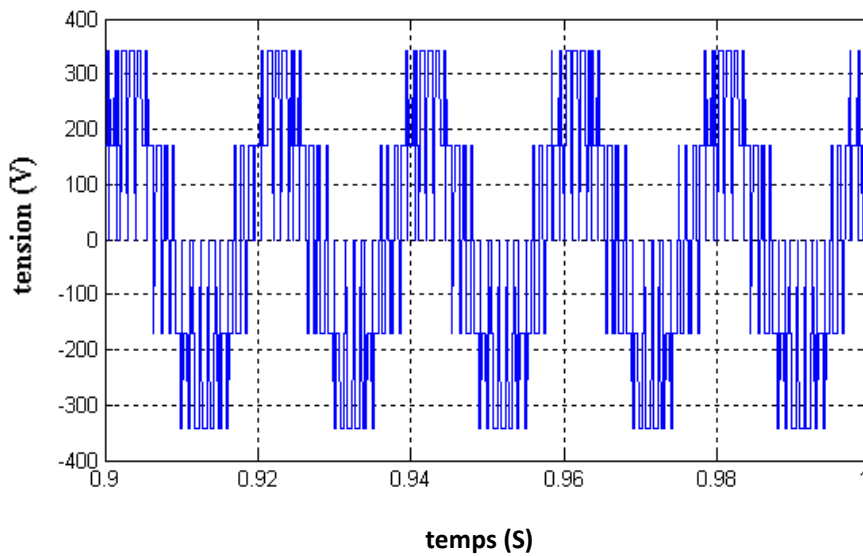


Figure (III.10) : Tension simple (phase-neutre).

### III.3 Application de la Commande par Backstepping à la MAS

La méthode par Backstepping permet de déterminer une loi qui garantit la stabilité du système commande-machine. Cette approche est présentée sous forme d'étapes pour la détermination de la loi de commande donnée par les tensions statoriques de la machine. L'application de la commande par Backstepping sur la machine asynchrone, nécessite l'utilisation de son modèle dans la repère  $(\alpha, \beta)$  donné comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\alpha} = -\eta i_{s\alpha} + \alpha\beta\phi_{r\alpha} + P\beta\Omega\phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ i_{s\beta} = -\eta i_{s\beta} + \alpha\beta\phi_{r\beta} - P\beta\Omega\phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \alpha M i_{s\alpha} - \alpha\phi_{r\alpha} - P\Omega\phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \alpha M i_{s\beta} - \alpha\phi_{r\beta} + P\Omega\phi_{r\alpha} \\ \dot{\Omega} = \frac{\mu}{J} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - \frac{c_r}{J} \end{array} \right. \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}, \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_r L_s}, \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}$$

### Etape 1 :

Régulation de la vitesse suivant une référence

$$\text{Soit} \quad Z_1 = \Omega - \Omega_{ref} \quad (\text{III.9})$$

$$\dot{Z}_1 = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}$$

$$V(Z_1) = \frac{1}{2} Z_1^2 \quad (\text{III.10})$$

$$\dot{V}(Z_1) = Z_1 \dot{Z}_1 = Z_1 \left( \frac{\mu}{J} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - \frac{c_r}{J} - \dot{\Omega}_{ref} \right) \quad (\text{III.11})$$

On prend  $\frac{\mu}{J} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta})$  comme commande virtuelle

$$\frac{\mu}{J} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) = -k_1 Z_1 + \frac{c_r}{J} + \dot{\Omega}_{ref} = \Phi_1$$

$$\Rightarrow \dot{V}(Z_1) = -k_1 Z_1^2 \leq 0 \quad \text{Et } k_1 > 0 \quad (\text{III.12})$$

Changement de variable :

$$Z_2 = \frac{\mu}{J} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - \Phi_1$$

$$Z_2 = \frac{\mu}{J} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) + k_1 Z_1 - \frac{c_r}{J} - \dot{\Omega}_{ref} \quad (\text{III.13})$$

**Etape 2 :**

La fonction de Lyapunov augmenté :

$$V(Z_1 Z_2) = \frac{1}{2}Z_1^2 + \frac{1}{2}Z_2^2 \quad (\text{III.14})$$

$$\dot{V}(Z_1 Z_2) = Z_1\dot{Z}_1 + Z_2\dot{Z}_2$$

$$\dot{V}(Z_1 Z_2) = -k_1Z_1^2 + Z_2\dot{Z}_2 \quad (\text{III.15})$$

$$\dot{V}(Z_1 Z_2) = -k_1Z_1^2 + Z_2(\beta_0 + \beta_1V_{s\alpha} + \beta_3V_{s\beta}) \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_0 = \left( \frac{\mu}{J}(\eta + \alpha) - \frac{\mu}{J}k_1 \right) (i_{s\beta}\Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\Phi_{r\beta}) - \frac{\mu}{J}p\beta\Omega(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) - \\ \frac{\mu}{J}p\Omega(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) - k_1 \left( \frac{C_r}{J} + \dot{\Omega}_{ref} \right) - \ddot{\Omega}_{ref} \\ \beta_1 = -\frac{\mu}{J} \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\beta} \\ \beta_2 = \frac{\mu}{J} \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\alpha} \end{array} \right.$$

Donc :

$$\beta_0 + \beta_1V_{s\alpha} + \beta_3V_{s\beta} = -k_2Z_2 \quad (\text{III.17})$$

**Etape 3 :**

Régulation du flux  $\phi = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$

$$Z_3 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 - \phi_{ref} \quad (\text{III.18})$$

$$\dot{Z}_3 = 2\alpha M(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) - 2\alpha(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \dot{\phi}_{ref} \quad (\text{III.19})$$

La fonction de Lyapunov augmenté :

$$V(Z_1 Z_2 Z_3) = \frac{1}{2}Z_1^2 + \frac{1}{2}Z_2^2 + \frac{1}{2}Z_3^2 \quad (\text{III.20})$$

$$\dot{V}(Z_1 Z_2 Z_3) = Z_1\dot{Z}_1 + Z_2\dot{Z}_2 + Z_3\dot{Z}_3$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(Z_1 Z_2 Z_3) &= Z_1\dot{Z}_1 + Z_2\dot{Z}_2 + Z_3(2\alpha M(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) \\ &\quad - 2\alpha(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \dot{\phi}_{\text{ref}}) \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

On prend  $2\alpha M(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha})$  comme commande virtuelle

$$2\alpha M(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) = -k_3 Z_3 + 2\alpha(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \dot{\phi}_{\text{ref}} = \Phi_2$$

$$\Rightarrow \dot{V}(Z_1 Z_2 Z_3) = -k_1 Z_1^2 - k_2 Z_2^2 - k_3 Z_3^2 \leq 0 \quad \text{Et} \quad k_1, k_2, k_3 > 0 \quad (\text{III.22})$$

Changement de variable :

$$Z_4 = 2\alpha M(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) - \Phi_2$$

$$Z_4 = 2\alpha M(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) + k_3 Z_3 - 2\alpha(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \dot{\phi}_{\text{ref}} \quad (\text{III.23})$$

#### **Etape 4 :**

La fonction de Lyapunov augmenté

$$V(Z_1 Z_2 Z_3 Z_4) = \frac{1}{2}Z_1^2 + \frac{1}{2}Z_2^2 + \frac{1}{2}Z_3^2 + \frac{1}{2}Z_4^2 \quad (\text{III.24})$$

$$\dot{V}(Z_1 Z_2 Z_3 Z_4) = Z_1\dot{Z}_1 + Z_2\dot{Z}_2 + Z_3\dot{Z}_3 + Z_4\dot{Z}_4$$

$$\dot{V}(Z_1 Z_2 Z_3 Z_4) = -k_1 Z_1^2 - k_2 Z_2^2 - k_3 Z_3^2 + Z_4(\beta_3 + \beta_4 V_{s\alpha} + \beta_5 V_{s\beta}) \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_3 = (\alpha M) * (-2\eta - 6\alpha + 2k_3)(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) + \\ (-2\alpha k_3 + 2\alpha^2 \beta M + 4\alpha^2)(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + 2\alpha M^2(i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + \\ 2\alpha M p \Omega (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - k_3 \dot{\phi}_{\text{ref}} - \ddot{\phi}_{\text{ref}} \\ \beta_4 = 2\alpha M \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\alpha} \\ \beta_5 = 2\alpha M \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\beta} \end{array} \right.$$

Donc :

$$\beta_3 + \beta_4 V_{s\alpha} + \beta_5 V_{s\beta} = -k_4 Z_4 \quad (\text{III.26})$$

D'après (III.10) et (III.19) on peut synthétiser les commandes stabilisantes

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - k_2 Z_2 \\ -\beta_3 - k_4 Z_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

$$Z_2 = \frac{\mu}{J} (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) + k_1 Z_1 - \frac{C_r}{J} - \dot{\Omega}_{ref}$$

$$Z_4 = 2\alpha M (i_{s\beta} \phi_{r\beta} + i_{s\alpha} \phi_{r\alpha}) + k_3 Z_3 - 2\alpha (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \dot{\phi}_{ref}$$

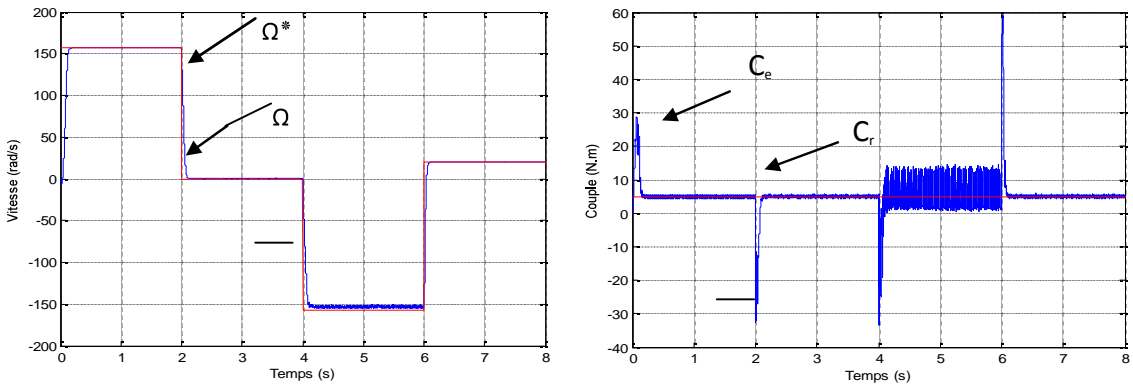
### III.4 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Dans cette partie, on a simulé la commande par Backstepping avec onduleur MLI, en tenant compte de la variation de la vitesse, une variation de la charge.

#### III.4.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (III.11), où sont présentés, la vitesse, le flux, et les tensions de commande générées par le principe du backstepping.

On peut remarquée la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence présentant. De même le flux rotorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant, le couple il ya un pic lors du passage d'un état à un autre, le courant présent des pics aux moments des variations de vitesse. Les tensions d'alimentations est constant.



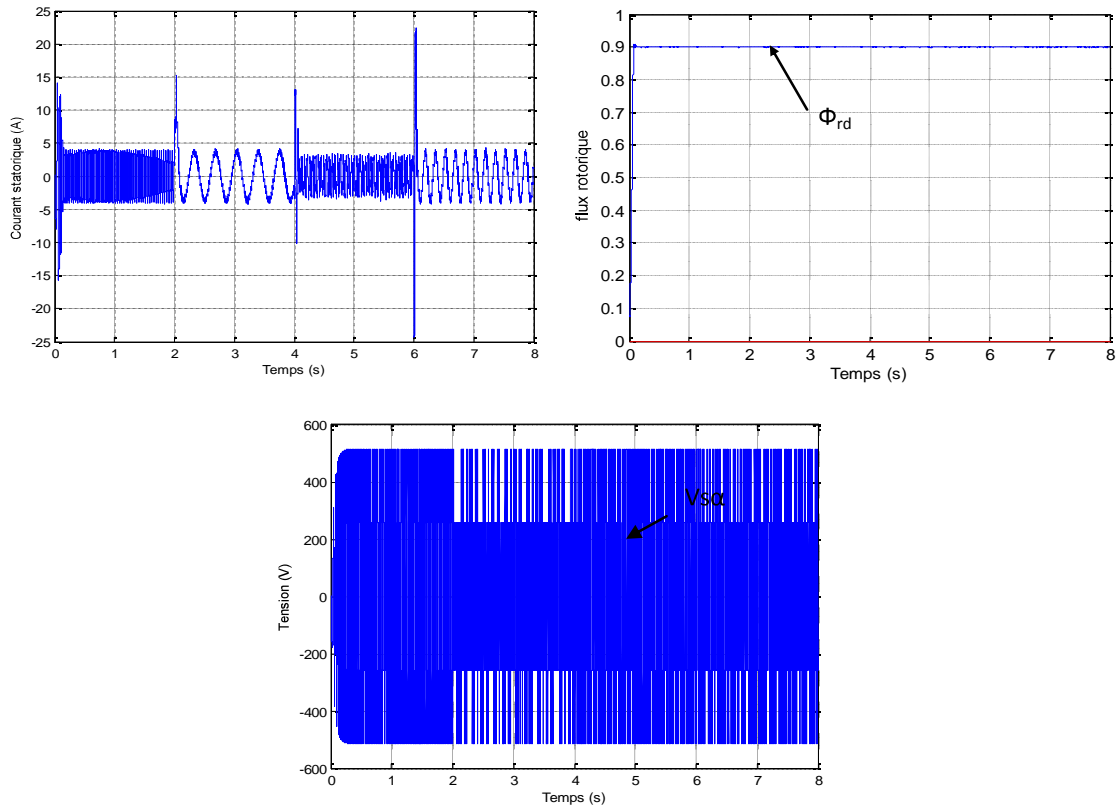
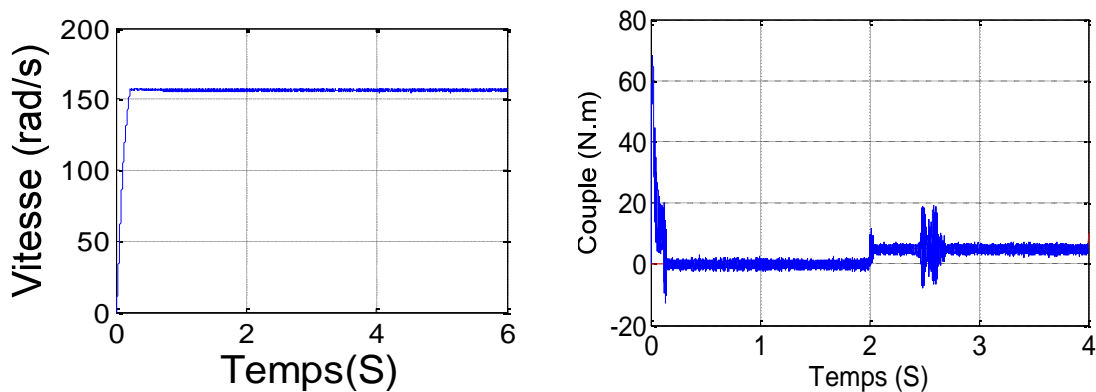


Figure (III.11) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

#### III.4.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale ( $C_r = 5N.m$ ), entre les instants  $t = 2s$  et  $t = 4s$ , Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure(III.12). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, de flux et des tensions de commande.



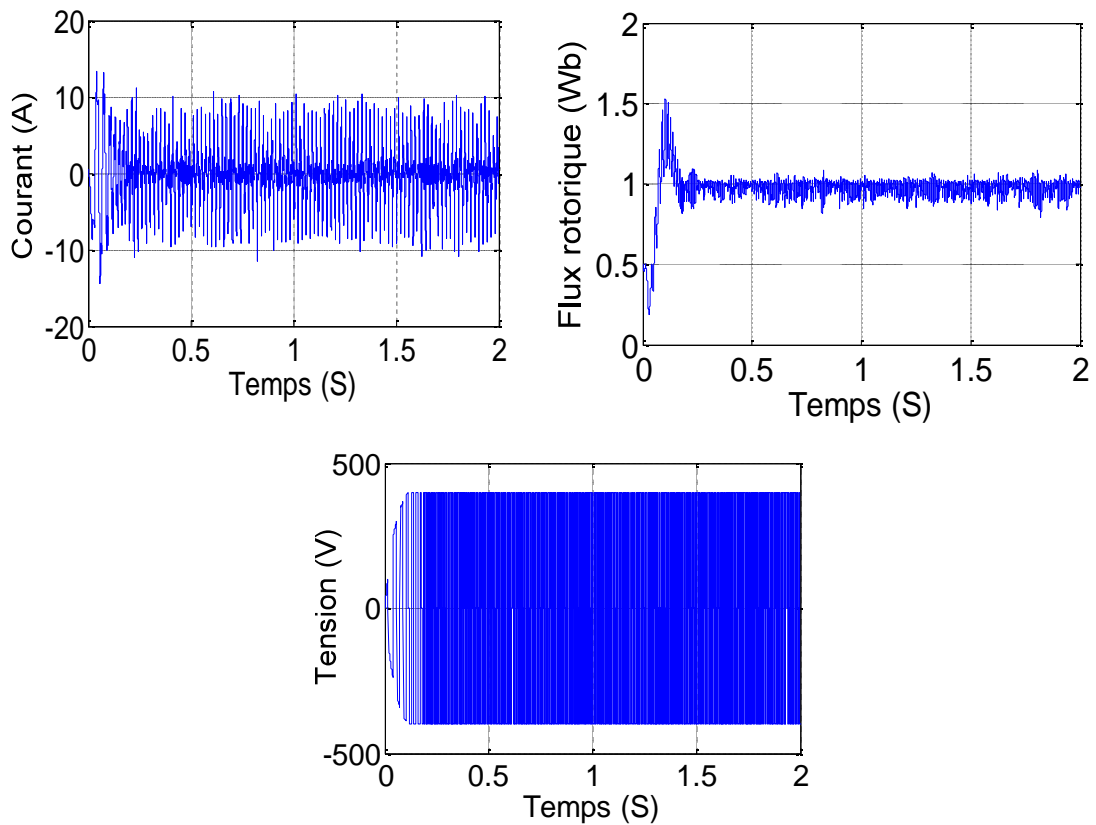
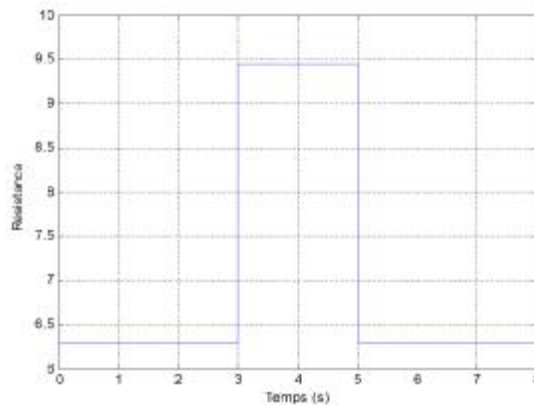


Figure (III.12) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

#### III.4.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

La figure (III.13) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance, La variation de  $R_r$  sera appliquée entre les instants  $t=2s$  et  $t = 4s$ . Ils montrent que la variation de la résistance statorique ne présente aucun changement sur la variation des courbes de vitesse et de flux, et de la tension de la commande.



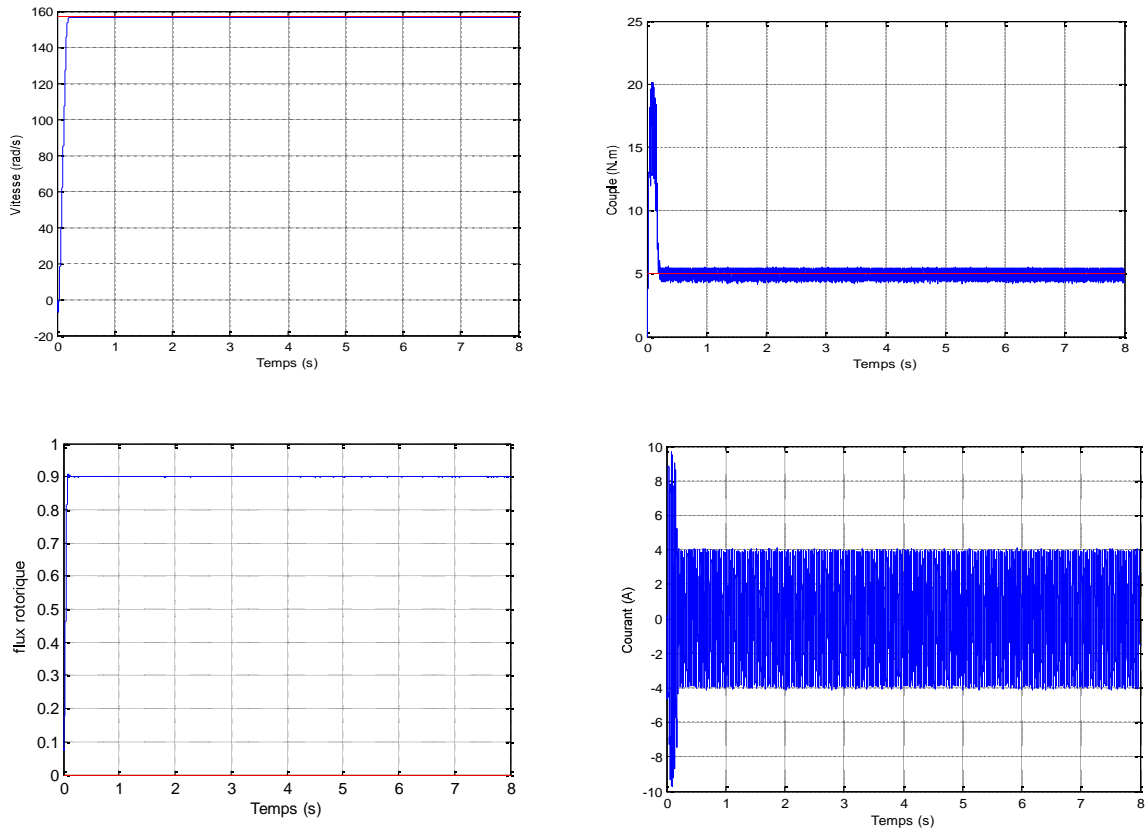


Figure (III.13) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

### III.5 Application de la Commande par mode glissant à la MAS

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en 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 est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)U(t) \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

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

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

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} x_3 + p \Gamma x_4 x_5 + \delta V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} x_4 - p \Gamma x_3 x_5 + \delta V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \left( \frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma L_s} \\ \eta = \frac{p M}{J L_r} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

### III.5.1 Choix des surfaces de glissements

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

➤ Vitesse  $\Omega_r$

$$S_1 = k_1 (\Omega_r - \Omega_{r \text{ ref}}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r \text{ ref}}) \quad (\text{III.32})$$

➤ Flux  $\phi_r$

$$S_2 = k_2 (\phi_r - \phi_{r \text{ ref}}) + (\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_{r \text{ ref}}) \quad (\text{III.33})$$

Où:  $k_1$  et  $k_2$  sont des gains positifs.

### III.5.2 Conditions de convergence

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

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_1 (\Omega_r - \Omega_{r ref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r ref}) = 0 \\ k_2 (\Phi_r - \Phi_{r ref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{r ref}) = 0 \end{cases} \quad (III.34)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ( $S_1=0$ ), ( $S_2=0$ ) 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 Lyapunov ( $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$ ) et celle d'invariance ( $\dot{S}_i=0$ ).

### III.5.3 Loi de commande par mode glissant

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

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\phi_r = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (III.35)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\phi}_r = 2 x_3 \dot{x}_3 + 2 x_4 \dot{x}_4 \quad (III.36)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = k_1 (x_5 - \Omega_{r ref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r ref}) \\ S_2 = k_2 (\phi_r - \Phi_{r ref}) + (\dot{\phi}_r - \dot{\Phi}_{r ref}) \end{cases} \quad (III.37)$$

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

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = k_1 (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r\ ref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{r\ ref}) \\ \dot{S}_2 = k_2 (\dot{\phi}_r - \dot{\phi}_{r\ ref}) + (\ddot{\phi}_r - \ddot{\phi}_{r\ ref}) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

En utilisant le système d'équation (III.30), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{c_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta (\dot{x}_2 x_3 + \dot{x}_3 x_2 - \dot{x}_1 x_4 - \dot{x}_4 x_1) - \frac{\dot{c}_r}{J} \\ \dot{\phi}_r = \frac{2M}{T_r} (x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\phi}_r = \frac{2M}{T_r} (\dot{x}_1 x_3 + \dot{x}_3 x_1 + \dot{x}_2 x_4 + \dot{x}_4 x_2) \\ - \frac{2}{T_r} \left( \frac{2M}{T_r} (x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left( k_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda \right) \eta h_2 - k_1 \frac{c_r}{J} - p x_5 \eta (h_1 + \Gamma \phi_r) \\ - k_1 \dot{\Omega}_{r\ ref} - \ddot{\Omega}_{r\ ref} + \delta \eta (x_3 V_{s\beta} - x_4 V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \left( \frac{2+M\Gamma}{T_r} - k_2 \right) \phi_r + \frac{2M}{T_r} \left( \frac{M}{T_r} h_3 + \left( k_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda \right) h_1 \right. \\ \left. + p x_5 h_2 \right) - k_2 \dot{\phi}_{r\ ref} - \ddot{\phi}_{r\ ref} + \frac{2\delta}{T_r} M (x_4 V_{s\beta} + x_3 V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Tel que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 x_3 + x_2 x_4 \\ h_2 = x_2 x_3 - x_1 x_4 \\ h_3 = x_3^2 + x_4^2 \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Le système (III.40) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta x_4 & \delta x_3 \\ \delta M x_3 & \delta M x_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

Avec:

$$\begin{cases} F_1 = \left( k_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda \right) h_2 - k_1 \frac{C_r}{\eta J} - p x_5 (h_1 + \Gamma \phi_r) \\ \quad - \frac{k_1}{\eta} \dot{\Omega}_{r ref} - \frac{1}{\eta} \ddot{\Omega}_{r ref} \\ F_2 = \left( \frac{2+M\Gamma}{T_r} - k_2 \right) \phi_r + M \left( \frac{M}{T_r} h_3 + \left( k_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda \right) h_1 \right. \\ \quad \left. + p x_5 h_2 \right) - \frac{T_r}{2} k_2 \dot{\phi}_{r ref} - \frac{T_r}{2} \ddot{\phi}_{r ref} \end{cases} \quad (III.43)$$

Sous la forme condensée (III.42) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D.V \quad (III.44)$$

Où :

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

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

$$\dot{S} = -v.Sgn(S) \quad (III.45)$$

En égalisant (III.44) et (III.45) on aura :

$$V = -D^{-1}.v.Sgn(S) - D^{-1}.F \quad (III.46)$$

La loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (III.47)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1}.F \\ V_c = -D^{-1}.v.Sgn(S) \end{cases} \quad (III.48)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

➤ La loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.50})$$

➤ La loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.51})$$

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

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

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

$$[D] = -\delta.M.\phi_r \neq 0 \quad (\text{III.53})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta.\phi_r} & \frac{x_3}{\delta.M.\phi_r} \\ \frac{x_3}{\delta.\phi_r} & \frac{x_4}{\delta.M.\phi_r} \end{bmatrix}$$

## III.6 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Dans cette partie, on a simulé la commande par Backstepping, en tenant compte de la variation de la vitesse, une variation de la charge.

### III.6.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

La figure (III.14) présent les résultats de simulation de la commande par mode glissant avec onduleur MLI du moteur asynchrone lors variation de la vitesse.

Notez que le système répond positivement à ce test, vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une vitesse à une autre, Diminution du flux à l'instant de la variation de vitesse, à fin de cette variation il retourne à sa valeur désiré. La courbe de courant présent

des pics aux moments des variations de vitesse.

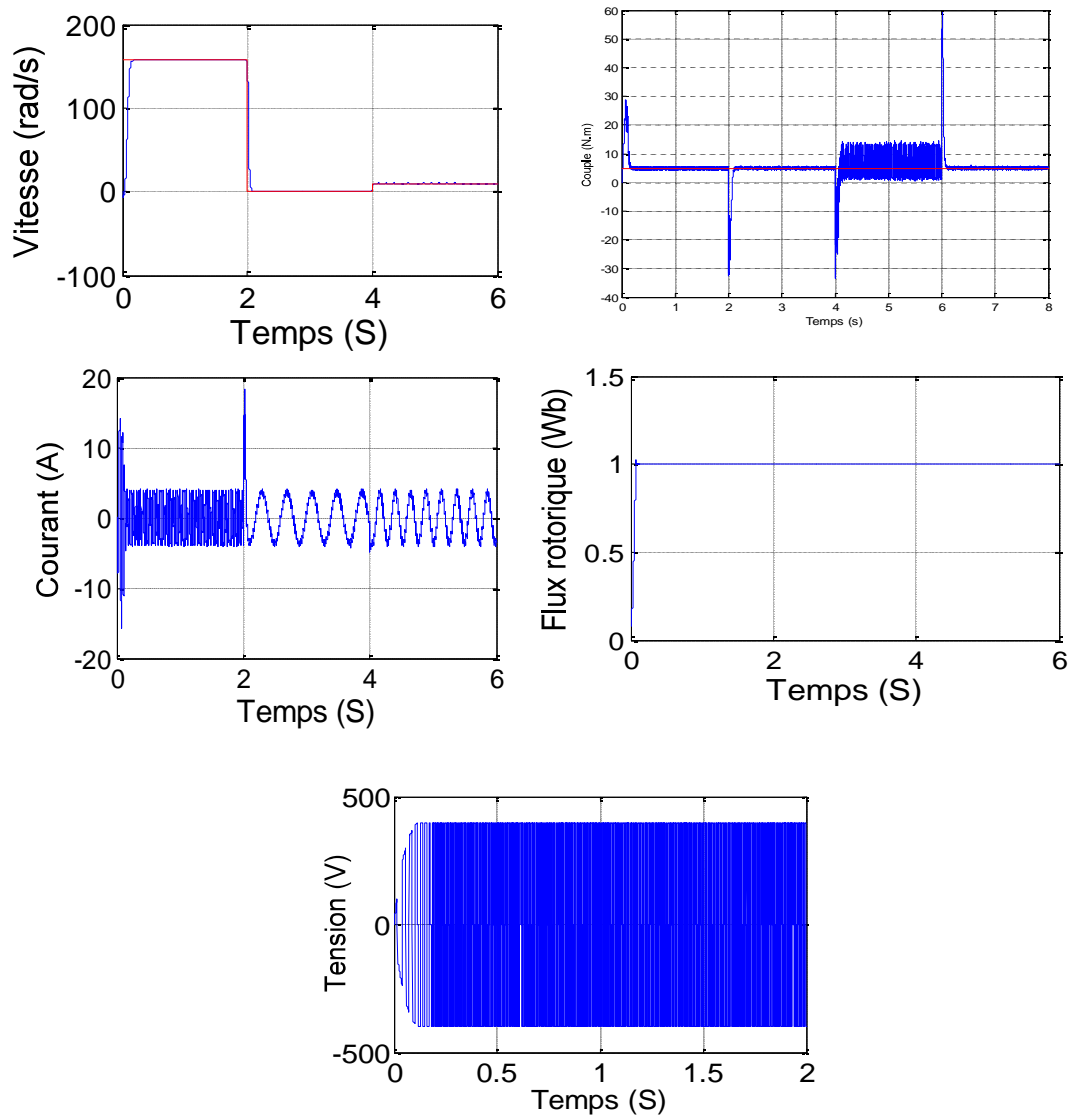


Figure (III.14): Résultats de simulation lors la variation de la vitesse

### III.6.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

Ceci est un test par la figure (III.15) où on applique une charge entre  $t_1=2s$  et  $t_2=4s$ . Nous constatons également que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. Indique le couple électromagnétique de couple élevé au moment du premier démarrage, Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge. Le flux rotorique prene la valeur 1 est reste toujours constant quelque soit les variations appliquées.

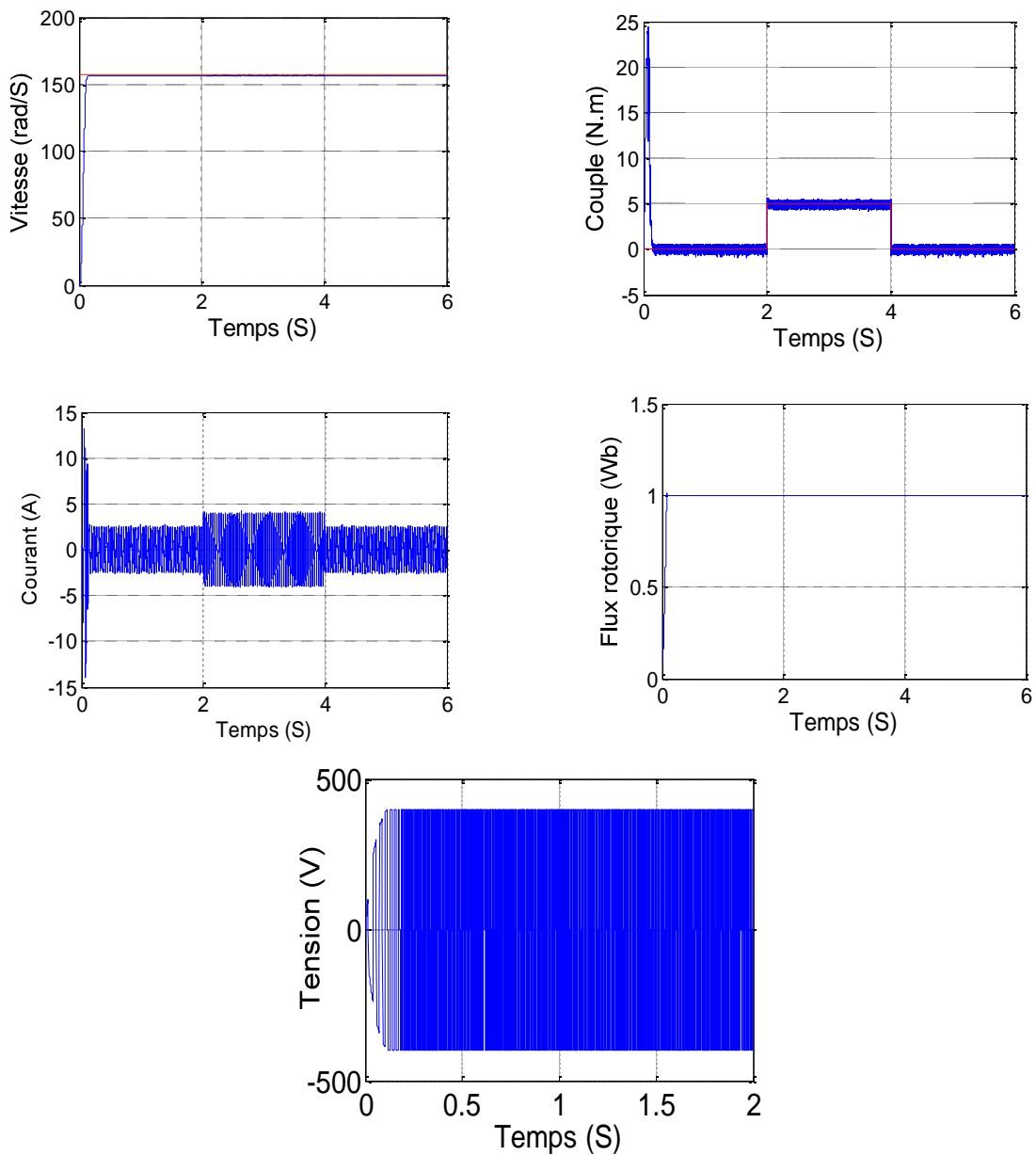


Figure (III.15): Résultats de simulation lors la variation de la charge

### III.6.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de variation de la résistance du rotor sont présents sur la figure (III.16).

Notez que la vitesse et de couple, le flux, et le courant du stator ne changent pas. Nous notons également l'importance de cet est de maintenir un flux constant qui confirme

la solidité de la commande par mode glissant dans la présence de la variation paramétrique.

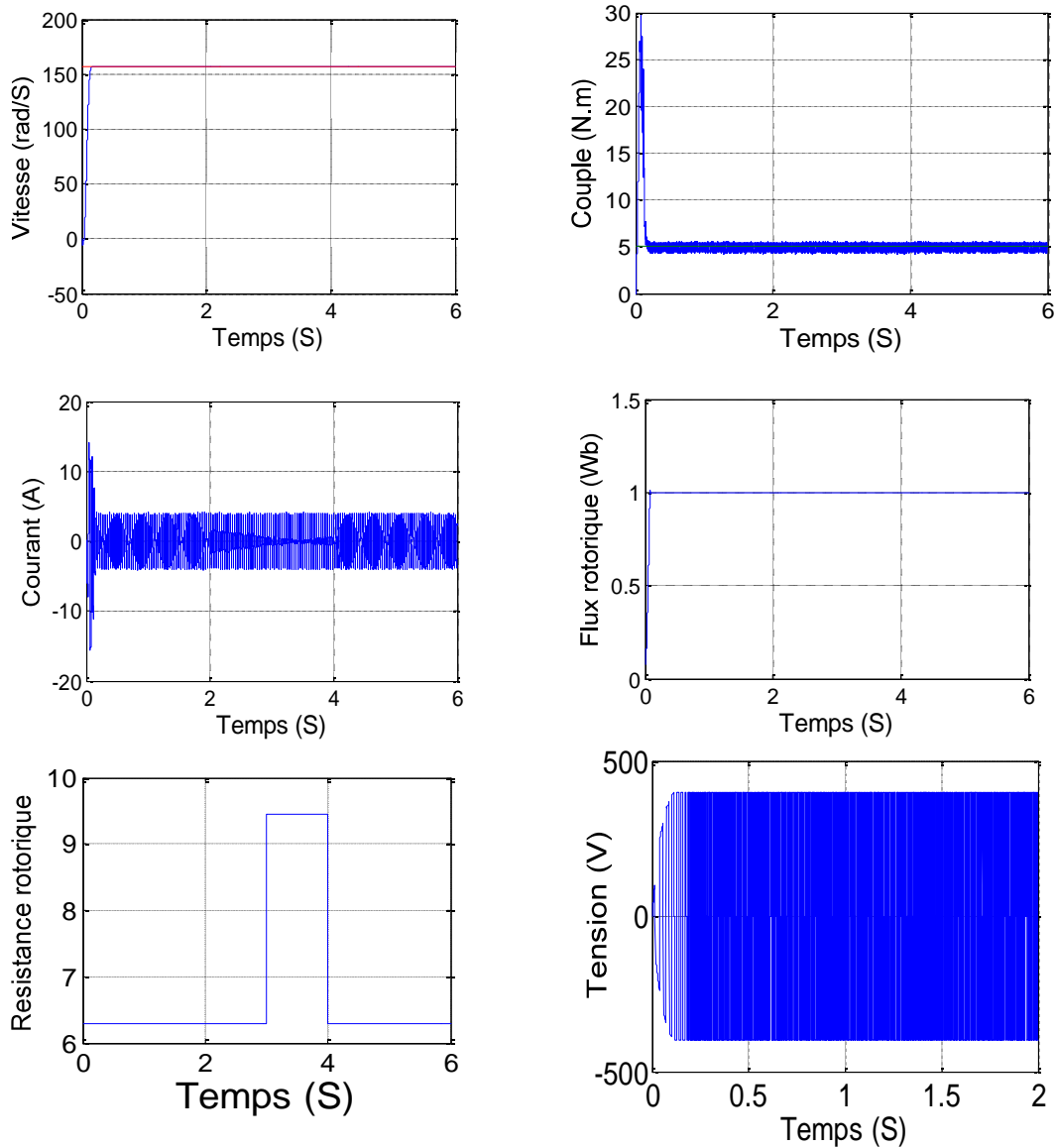


Figure (III.16): Résultats de simulation lors la variation de la résistance rotorique

### III.7 Application de la Commande hybride mode glissant-Backstepping à la MAS

### III.7.1 Synthèse de la commande

La machine asynchrone est décrite par un système d'équations non linéaires multi variables dans le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) on choisissant comme variables d'états les courants statoriques et le flux rotorique donnée par l'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -a_1 i_{s\alpha} + a_2 \phi_{r\alpha} + a_3 \Omega \phi_{r\beta} + b V_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -a_1 i_{s\beta} + a_2 \phi_{r\beta} - a_3 \Omega \phi_{r\alpha} + b V_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = a_4 i_{s\alpha} - a_5 \phi_{r\alpha} - a_6 \Omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = a_4 i_{s\beta} - a_5 \phi_{r\beta} + a_6 \Omega \phi_{r\alpha} \\ \dot{\Omega} = a_7 (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) - a_8 \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Avec :

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

Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multi variables  $[V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$  permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur les références désirées. En faisant un changement de variables, les nouvelles variables sont les erreurs entre la consigne et la variable d'état. Cette commande est présentée en quatre étapes on va les montrer dans cette partie.

#### **Etape1:** Régulation de vitesse

Soit l'erreur de vitesse donnée comme suit :

$$e_1 = \Omega - \Omega_{ref} \quad (\text{III.55})$$

Avec :  $\Omega_{ref}$  la vitesse de référence

On choisissant aussi une première fonction de Lyapunov par :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.56})$$

Pour que l'erreur  $e_1$  tend vers zéro et donc  $\Omega$  vers  $\Omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative d'où on fait la dérivée de l'équation (III.56) et l'erreur sera donné par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref} = a_7(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - a_8 - \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.57)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov donnée par l'équation ci dessous:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [a_7(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - a_8 - \dot{\Omega}_{ref}] \quad (III.58)$$

D'après l'équation (III.58) On trouve la commande virtuelle donnée par :

$$e_{eff1} = a_7(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) \quad (III.59)$$

Pour stabiliser la grandeur  $e_1$  vers zéro, on choisissant la commande virtuelle pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, alors la commande virtuelle soit définie par:

$$e_{eff1} = -k_1 e_1 + a_8 + \dot{\Omega}_{ref} \quad (III.60)$$

Tel que :  $k_1 > 0$

Donc l'équation (III.58) devenue :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0 \quad (III.61)$$

**Etape2:** On va faire un changement de variable, soit  $S_1$  une nouvelle erreur tel que :

$$S_1 = a_7(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - (-k_1 e_1 + a_8 + \dot{\Omega}_{ref}) \quad (III.62)$$

La dérivé de  $\dot{S}_1$  après simplification est donnée sous la forme suivante :

$$\dot{S}_1 = \beta_0 + \beta_1 V_{s\alpha} + \beta_2 V_{s\beta} \quad (III.63)$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_0 = (a_7(a_1 + a_5) - a_7k_1)(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - a_7a_3\Omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \\ \quad a_7a_6\Omega(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) - k_1(a_8 + \dot{\Omega}_{ref}) - \ddot{\Omega}_{ref} \\ \beta_1 = -a_7b\phi_{r\beta} \\ \beta_2 = a_7b\phi_{r\alpha} \end{array} \right.$$

Utilisant  $e_1$  et  $S_1$  comme nouvelles variables, la fonction de Lyapunov augmente et deviennent :

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + S_1^2) \quad (III.64)$$

Sa dérivée est définie par:

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + S_1\dot{S}_1 \quad (III.65)$$

Pour stabiliser  $e_1$  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 :

$$\dot{S}_1 = -q_0 \text{sing}(S_1) - q_1(S_1) \quad (III.66)$$

Avec :  $q_1, q_0 > 0$

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

$$\beta_1 V_{s\alpha} + \beta_2 V_{s\beta} = -\beta_0 - q_0 \text{sing}(S_1) - q_1(S_1) \quad (III.67)$$

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

### **Etape 3** : Régulation du flux

Soit  $e_2$  l'erreur sur le carré de la valeur efficace du flux, tel que :

$$e_2 = \phi_r - \phi_{ref} \quad (III.68)$$

Avec :

$$\phi_r = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \text{ Et } \phi_{ref} \text{ c'est le flux de référence.}$$

Sa dérivé est donnée par :

$$\dot{e}_2 = \dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref} = 2\phi_{r\alpha}\dot{\phi}_{r\alpha} + 2\phi_{r\beta}\dot{\phi}_{r\beta} - \dot{\phi}_{ref} \quad (\text{III.69})$$

En remplace  $\dot{\phi}_{r\alpha}$  et  $\dot{\phi}_{r\beta}$  dans l'équation (III.69). Après simplification, on trouve  $e_1$  comme suit :

$$\dot{e}_2 = -2a_5(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + 2a_4(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) - \dot{\phi}_{ref} \quad (\text{III.70})$$

D'après l'équation (III.70) la commande virtuelle est donnée par :

$$e_{eff2} = 2a_4(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) \quad (\text{III.71})$$

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

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + S_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III.72})$$

Son dérivé est donné par l'équation :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + S_1\dot{S}_1 + e_2\dot{e}_2 \quad (\text{III.73})$$

Pour stabiliser l'erreur  $e_2$  à l'origine on va choisir la commande virtuelle pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, alors il faut définir par:

$$e_{eff2} = -k_2e_2 + 2a_4(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) + \dot{\phi}_{ref} \quad (\text{III.74})$$

Tel que :  $k_2 > 0$

#### **Etape 4 :**

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

$$S_2 = 2a_4(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) - (-k_2e_2 + 2a_5(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \dot{\phi}_{ref}) \quad (\text{III.75})$$

Sa dérivé est donner on remplace  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \dot{\phi}_{r\alpha}, \dot{\phi}_{r\beta}$  et  $\dot{e}_2$  par leurs expressions. Après simplification, on trouve  $\dot{S}_2$  sous la forme suivante :

$$\dot{S}_2 = \beta_3 + \beta_4 V_{s\alpha} + \beta_5 V_{s\beta} \quad (\text{III.76})$$

Tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_3 = a_4(-2a_1 - 6a_5 + 2k_2)(i_{s\beta}\phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\phi_{r\alpha}) + \\ (-2a_5k_2 + 2a_2a_4 + 4a_5^2)(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + 2a_4^2(i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + \\ 2a_4a_6\Omega(i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) - k_2\dot{\phi}_{ref} - \ddot{\phi}_{ref} \\ \beta_4 = 2a_4b\phi_{r\alpha} \\ \beta_5 = 2a_4b\phi_{r\beta} \end{array} \right.$$

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

$$\dot{S}_2 = -q_2 \text{sing}(S_2) - q_3(S_2) \quad (\text{III.77})$$

Avec :  $q_2, q_3 > 0$

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

$$\beta_4 V_{s\alpha} + \beta_5 V_{s\beta} = -\beta_3 - q_1 \text{sing}(S_2) - q_3(S_2) \quad (\text{III.78})$$

En combinant les équations (III.67) et (III.78), nous obtenons alors l'expression des commandes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - q_0 \text{sing}(S_1) - q_1(S_1) \\ -\beta_3 - q_1 \text{sing}(S_2) - q_3(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.72})$$

**N.B** : Le choix de  $k_1, k_2$  et  $q_0, q_1, q_2, q_3$  améliore les performances de la commande à savoir (temps de la réponse, dépassement...etc. )

### III.8 Présentation et interprétation des résultats de simulation

Dans cette partie, on a simulé la commande hybride Backstepping-mode glissant de la machine asynchrone avec l'onduleur, en tenant compte de la variation de la vitesse, une variation de la charge, et variation de la résistance rotorique.

### III.8.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

Figure (III.17) de présenter les résultats de la simulation de la commande hybride (mode glissant, Backstepping) de moteur à induction au cours du processus de transition et de changement rapide.

Notez que le système répond positivement à ce test. Le record de vitesse suivant, cela signifie que l'organisation est forte. Le Couple est soumis à la hauteur de la modification de la transition de vitesse à l'autre, puis rétablit la valeur de sans erreur.

Diminution du flux à l'instant de la variation de vitesse, à fin de cette variation il retourne à sa valeur désiré. La courbe de courant présent des pics aux moments des variations de vitesse.

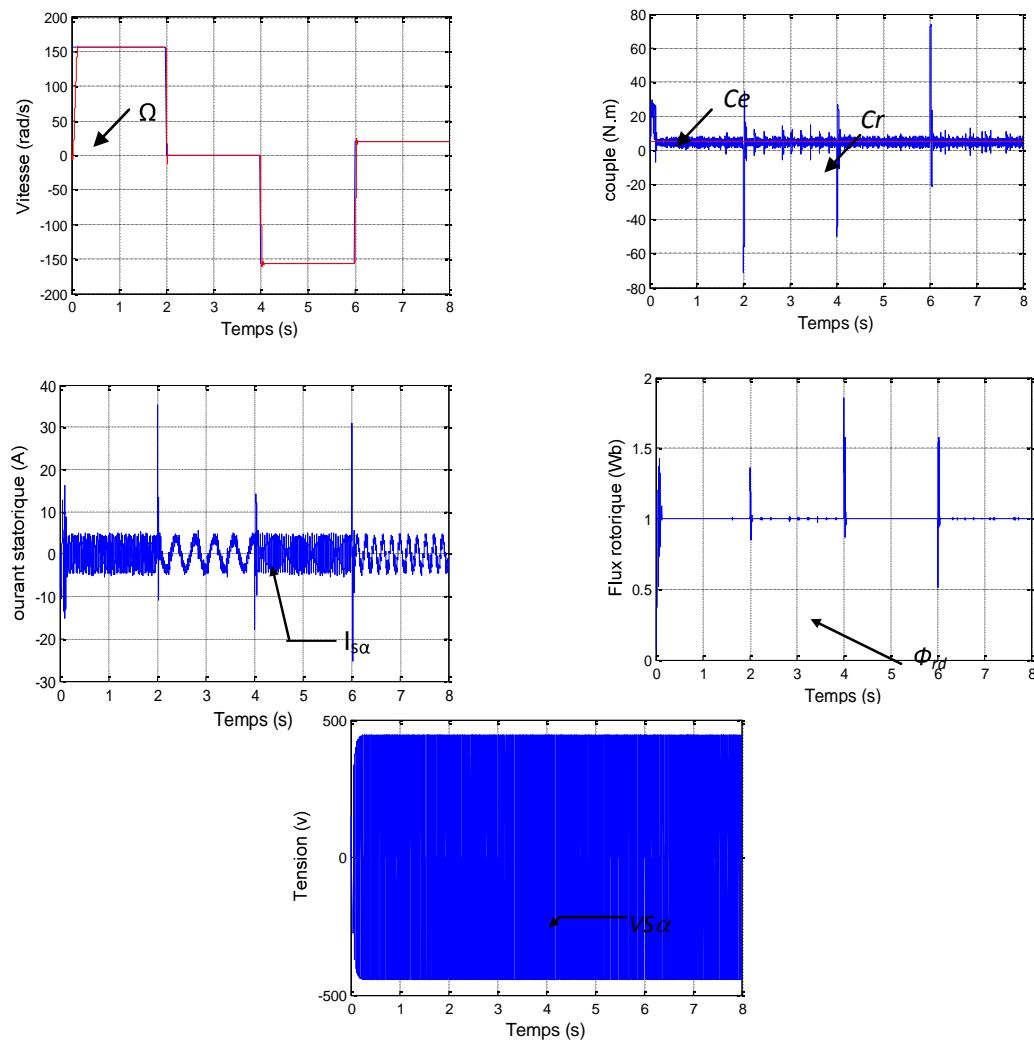


Figure (III.17) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

### III.8.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (III.18) où on applique une charge entre  $t_1=2s$  et  $t_2=4s$ . On constate également que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. La courbe de couple montre le couple électromagnétique de commencer tôt dans un fort, puis suivre ses ordres. Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge. Le flux rotorique prend la valeur 1 est toujours en cours, indépendamment des différences appliquées.

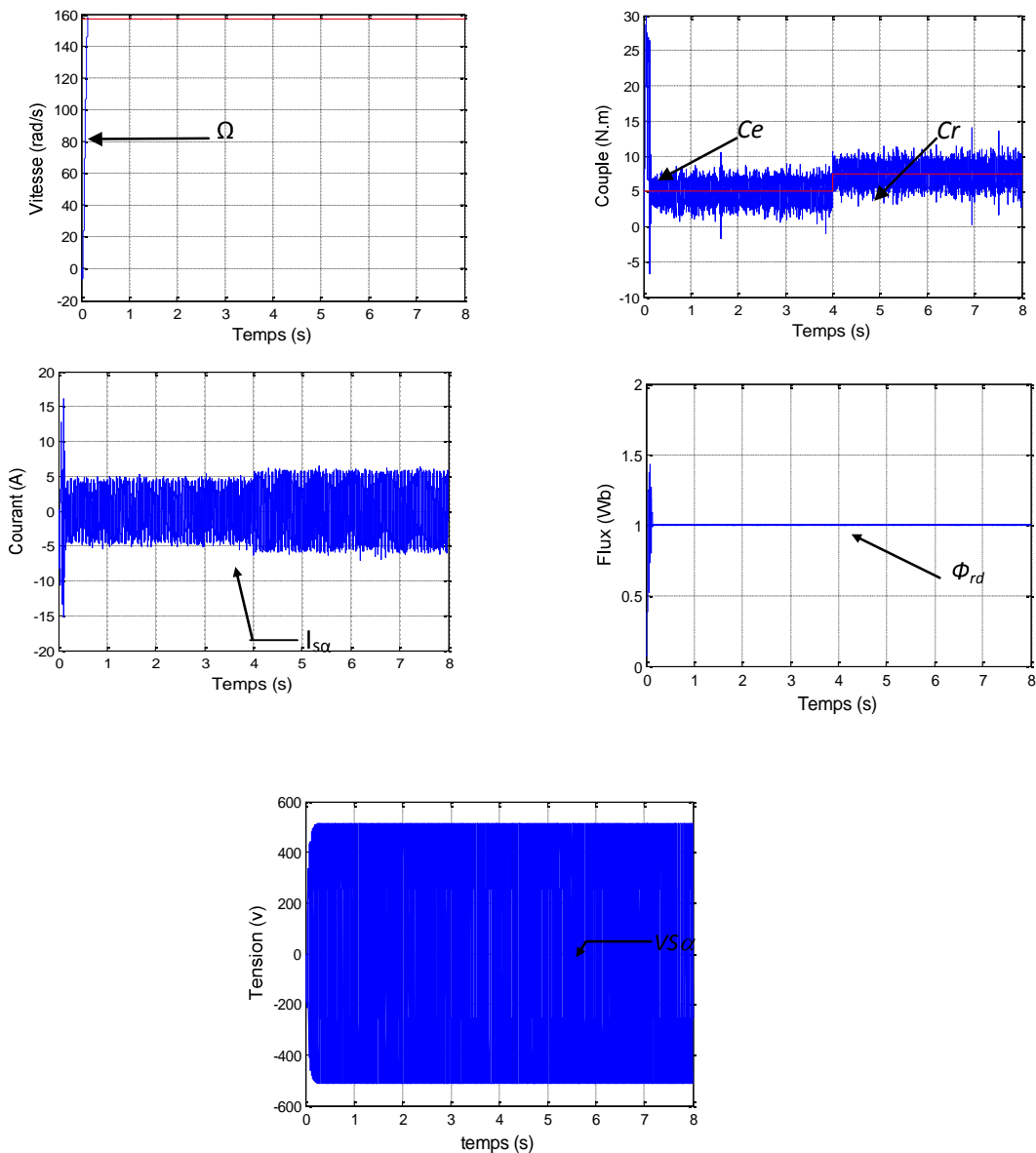


Figure (III.18) : Teste de robustesse par variation de la charge.

### III.8.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de variation de la résistance rotorique de  $R_r$  à  $t=2s$  et à  $t=4s$  sont présents sur la figure (III.19).

Notez que la vitesse et de couple, le flux, et le courant stator peu changé. On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la commande hybride (mode glissant, Backstepping) en présence de variation paramétrique.

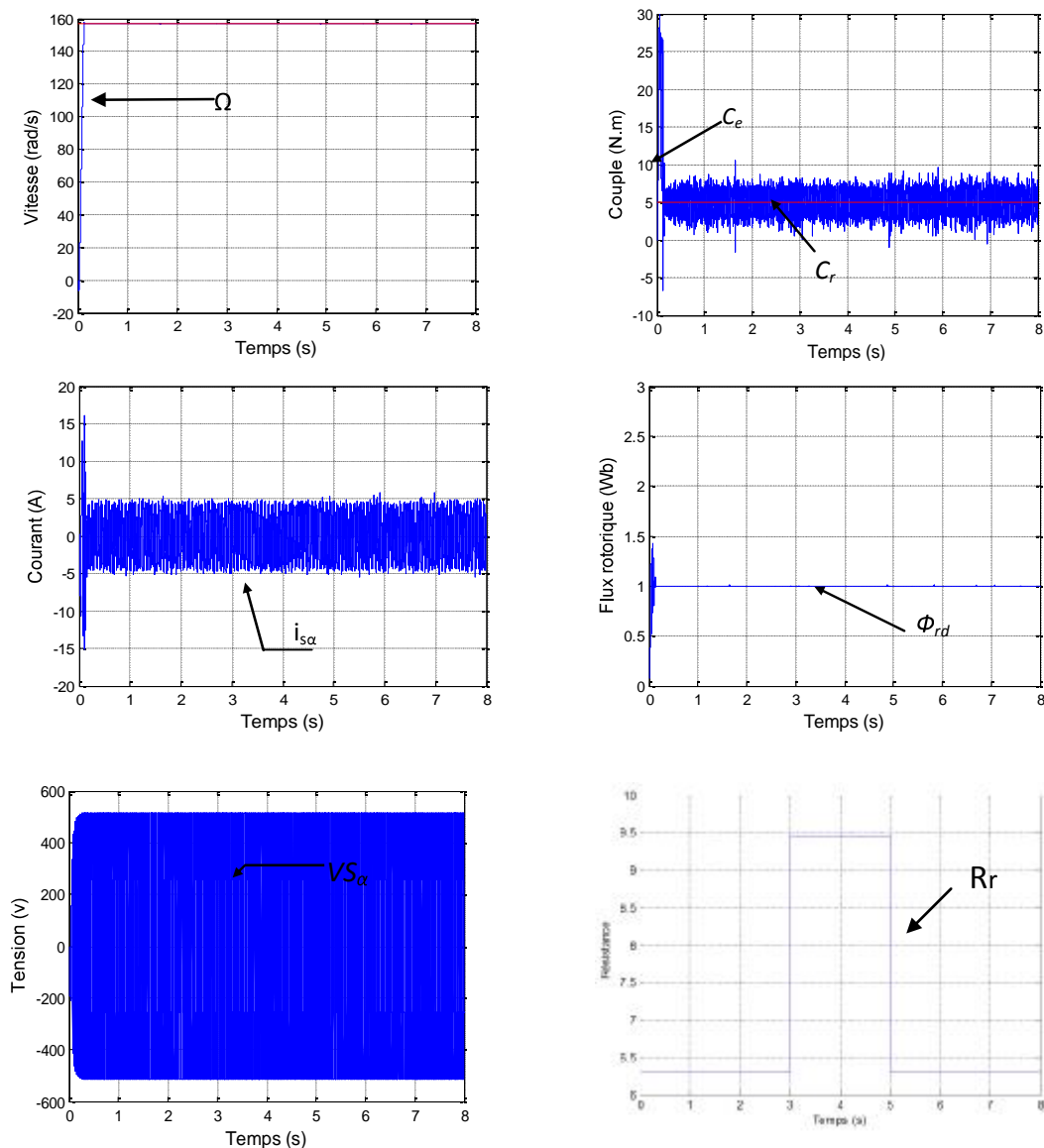


Figure (III.19) : Teste de robustesse par variation de la résistance rotorique.

### III.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté l'application de trois types des commandes non linéaires en l'occurrence la commande Backstepping, la commande par mode glissant et le hybride Backstepping-mode glissant à la machine asynchrone on donnant leurs différents résultats obtenus.

Pour la commande par Backstepping, on peut conclure à partir des résultats de simulation que cette commande donne plusieurs avantages non seulement pour améliorer les performances mais aussi avec des performances remarquables « bonne poursuite, erreurs nulles... ».

La commande par mode glissant est devenue l'une des éventualités du contrôle de la vitesse et du flux de la machine à induction en raison de son insensibilité aux variations paramétriques, de son rejet de perturbations externes, et de sa réponse dynamique rapide.

A partir de ce qui est cité, nous pouvons dire que la commande par mode de glissement combinée avec la commande par backstepping est en générale la plus performante du point de vue minimisation de critère. Néanmoins, La performance de ce contrôle hybride basé sur les paramètres du système. Qui affecte sa force dans certaines applications. Par conséquent, l'estimation sans l'utilisation de capteurs. Elles peuvent être reconstituées par des estimateurs ou des observateurs à partir des grandeurs déjà mesurées (courant ou tension). Cela constituera l'objet du prochain chapitre.

# Chapitre IV

## COMMANDE HYBRIDE D'UN MAS AVEC THECHNIQUE MRAS

## IV.1 INTRODUCTION

Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande de la MAS (flux, vitesse,...) sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de montage et d'entretien,...). Les capteurs dédiés représentent le maillon faible de la chaîne; on essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...).

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance de remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telles que le flux et la vitesse.

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée dans les dernières années. On peut citer les observateurs déterministes (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet). Les observateurs linéaires tels que le filtre de Kalman qui ne sont pas robustes par rapport aux variations paramétriques et par rapport aux perturbations externe ont été proposés.

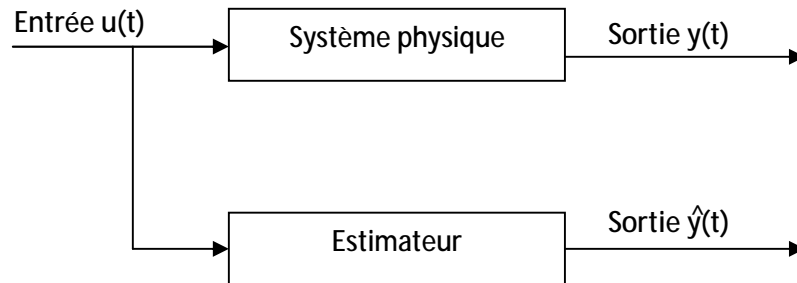
Le présent chapitre est consacré à l'application une méthode d'estimation du flux et de vitesse à la MAS, suivi de l'utilisation de l'observateur de la technique MRAS (Model Reference Adaptive System). A la fin du chapitre, on représente les résultats des simulations.

## IV.2 LES ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS

### IV.2.1 Notion d'estimation

Les estimateurs sont des circuits ou des algorithmes fonctionnant en boucle ouverte, ils sont basés sur la résolution directe des équations de la machine représentée sous forme de modèle de PARK définie en régime permanent (estimateurs statiques) ou transitoire (estimateurs dynamiques). Ils sont obtenus par une relation directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en oeuvre d'algorithmes simples et donc rapides.

La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique). Le schéma bloc d'un tel estimateur sera présenté par la figure suivante :



**Figure (IV.1) : Schéma bloc d'un estimateur**

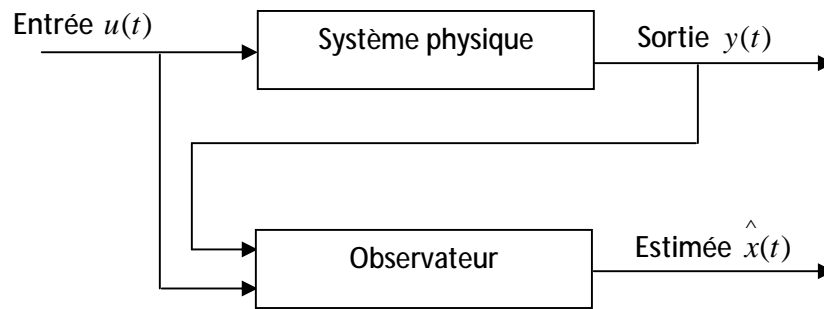
Supposons que l'on sait que tous les paramètres de machines à induction, on peut calculer. Est mesurable, comme la vitesse et le débit des équations du modèle de la machine en utilisant uniquement les valeurs mesurables tels que les tensions et les courants

Le type d'estimateur que nous allons étudier sont l'estimateur à modèle de référence adaptatif (MRAS).

#### IV.2.2 Notion d'observation

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée avec une dynamique propre indépendante de celle du système et disposant d'une boucle de correction de la grandeur estimée.

Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système physique, noté  $\hat{x}$ , à partir de la connaissance des entrées  $u(t)$  et des sorties  $y(t)$  mesurables. Alors on peut définir un observateur comme étant un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimateur. La figure (3.2) montre le schéma général d'un observateur.



**Figure (IV.2) : Principe d'un observateur**

Les observateurs sont classés selon deux groupes:

Les observateurs déterministes qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état, parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger et l'observateur par modes glissant. [16]

Les observateurs stochastiques dont le principe est basé sur des critères stochastiques. L'algorithme du filtre de kalman illustre bien cette application.

### IV.3 Différents types d'observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation, en fonction du système considéré. [7]

Elles peuvent être classées en deux grandes catégories:

- Méthodes pour les systèmes linéaires.
- Méthodes pour les systèmes non- linéaire.

Pour un système linéaire, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

- Observateurs de type déterministe.
- Observateurs basés sur le filtrage stochastique de KALMAN.

Pour les systèmes non- linéaires, il existe une grande richesse de méthodes, on peut énoncer par exemple:

- Observateurs ou les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse de stabilité par la méthode de Lyapunov.
- Observateurs à structure variable (**Modes Glissants**).
- Observateurs à grand gain.
- Observateur par Backstepping.

Avant de commencer notre étude de la méthode d'estimation du flux rotorique choisie, on rappelle qu'une bonne observation du vecteur du flux rotorique signifie une bonne reconstruction du **module** et de la **phase**. Donc, il ne suffit pas seulement d'obtenir une reconstruction correcte du module.

#### IV.4 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plus part des constructeurs des actionneurs électriques [10]. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié [11]. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine.

##### IV.4.1 Technique MRAS (Système Adaptatif avec Modèle de Référence)

A développé une théorie du système à s'adapter au modèle de référence (MRAS) afin de minimiser l'erreur entre la portée et la taille de l'estimation [13]. Cette technique est basée sur l'utilisation de deux structures de modèles de la machine qui estiment la même variable d'état :

• Modèle de référence : indépendant de la quantité estimée.

• Modèle ajustable : dépendant de la quantité estimée.

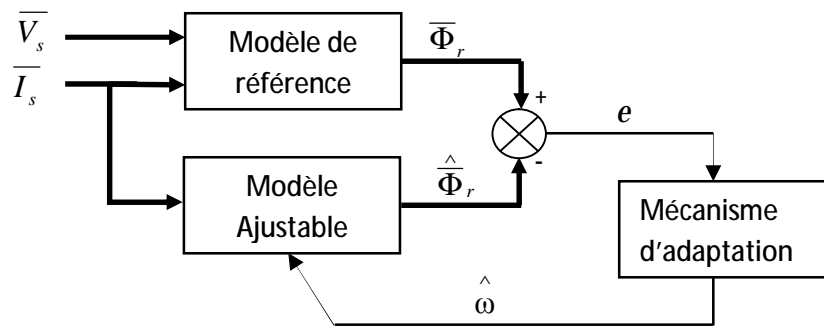
Les deux modèles est le modèle de base du stator et du rotor modèle, donc à partir des équations statoriques et rotoriques, on peut tirer les équations suivantes :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt}) \quad (\text{IV.1})$$

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \left( -\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{IV.2})$$

Le flux rotorique provenant de l'équation (IV.1) est indépendant de la vitesse mécanique, donc on peut le considérer comme étant le modèle de référence, tandis que l'équation (IV.2), qui dépend de la vitesse, produit la valeur estimée du flux rotorique, donc on peut la considérer comme étant le modèle ajustable.

L'erreur entre les valeurs réelles et estimées du flux obtenue par ces deux modèles agit sur un mécanisme d'adaptation convenable qui produit la vitesse estimée [10]. La structure de basse du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) est donnée par la figure (IV.3) pour l'estimation de la vitesse à partir de l'estimation du flux rotorique.



**Figure (IV.3) : Schéma bloc d'un estimateur de flux rotorique et de vitesse par la méthode de MRAS**

Pour démontrer la stabilité du modèle choisi, Nous allons utiliser le critère de POPOV. Pour voir que cette équation (IV.2) prise pour l'estimateur du flux et de vitesse, ce qui nous donne :

$$\frac{d\hat{\Phi}_r}{dt} = \left( -\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \overline{I}_s \quad (IV.3)$$

L'erreur dynamique entre les deux modèles (IV.2) et (IV.3) est donnée par:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{r\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (IV.4)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

On peut écrire l'équation (IV.4) par:

$$\frac{d}{dt} [\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W] \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [W] = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega})$$

Le critère de POPOV exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.6})$$

Pour satisfaire cette condition Schauder propose la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q_1(\varepsilon) dt \quad (\text{IV.7})$$

Ou  $\gamma^2$  constante positive. En utilisant l'équation (IV.7) tout en remplaçant  $\varepsilon$  et  $W$  par leurs valeurs dans (IV.6), on obtient :

$$\int_0^t \left\{ [\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha}] \left[ \omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) dt \right] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.8})$$

La solution de cette équation peut être trouvée à l'aide de la relation suivante :

$$\int_0^t K \left( \frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(\mathbf{0})^2 \quad K \geq 0 \quad (\text{IV.9})$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'inégalité de POPOV (IV.9), on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = K_i [\varepsilon_\beta (\hat{\phi}_{r\alpha}) - \varepsilon_\alpha (\hat{\phi}_{r\beta})] \\ Q_2 = K_p [\varepsilon_\beta (\hat{\phi}_{r\alpha}) - \varepsilon_\alpha (\hat{\phi}_{r\beta})] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Après le développement des calculs, on trouve:

$$\begin{cases} Q_1 = K_i (\hat{\phi}_r \wedge \hat{\phi}_r) \\ Q_2 = K_p (\hat{\phi}_r \wedge \hat{\phi}_r) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

En remplaçant l'équation (IV.11) dans l'équation (IV.7), on obtient la valeur estimée  $\hat{\omega}$  donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = K_p (\bar{\phi}_r \wedge \hat{\phi}_r) + K_i \int_0^t (\bar{\phi}_r \wedge \hat{\phi}_r) d\tau \quad (\text{IV.12})$$

Ce qui conduit à :

$$\hat{\omega} = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\bar{\phi}_r \wedge \hat{\phi}_r) \quad (\text{IV.13})$$

On peut trouver l'estimation du flux statorique à partir de l'équation magnétique donnée par l'équation suivante :

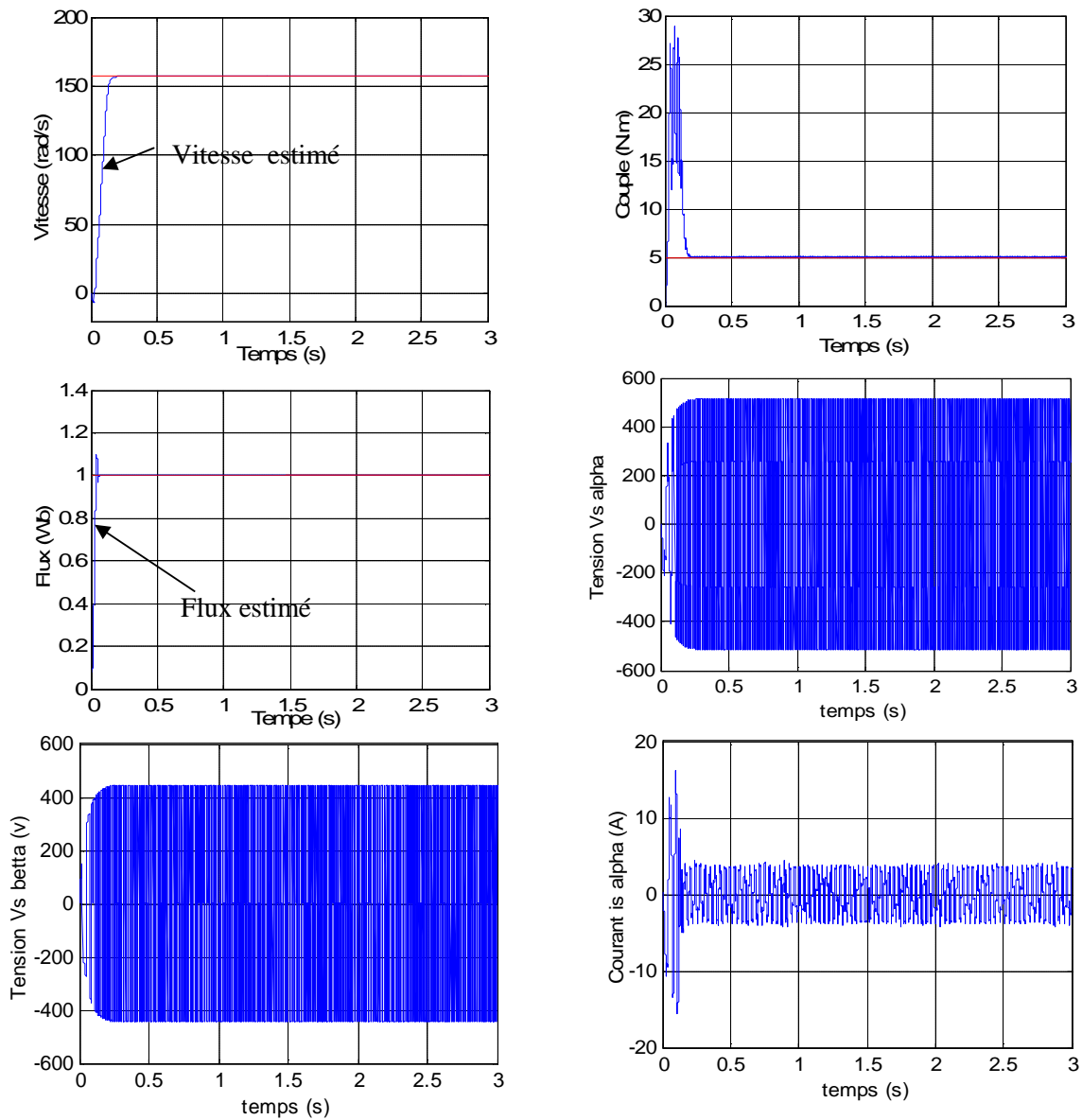
$$\hat{\phi}_s = \left( \frac{M}{L_r} \right) \hat{\phi}_r + (\sigma L_s) \bar{I}_s \quad (\text{IV.14})$$

## IV.5 Résultats de Simulation de la commande hybride avec la technique MRAS

Dans cette partie, on a simulé la commande hybride Backstepping-mode glissant de la machine asynchrone qui alimenté par un onduleur MLI avec observation de la technique MRAS.

Il prend la tension et les courants statoriques de deux phases comme variables d'entrée du bloc MRAS qui délivre le flux réel et le flux estimé, Injecté dans l'erreur du contrôleur (PI) à la fin nous donne la vitesse estimée. La figure (IV.4) présente les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone commande hybride sans capteur de vitesse avec une application d'une charge de valeur nominale  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$ .

Notez que la vitesse et le flux donnent une bonne poursuite d'estimation, les tensions et courants sont constants, le couple est constant. En règle générale, nous avons de bonnes estimations du coefficient de flux rotorique et la vitesse.



**Figure (IV.4) : Résultats de simulation de la commande hybride Avec la technique MRAS**

## IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode d'estimation du flux rotorique et de vitesse d'une machine asynchrone sans capteurs de flux et de vitesse. Pour cela nous avons utilisé un estimateur par la technique MRAS.

Les résultats obtenus sont robustes et nous permettent de conclure que l'utilisation de l'estimation est importante pour une commande sans capteur de flux et de vitesse.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Le dispositif est couramment utilisé par induction ou asynchrone dans les domaines de l'industrie, l'agriculture, les transports et les applications domestiques. A créé sa puissance, à faible coût d'achat et de facilité d'entretien d'un ensemble unique d'autres appareils électriques.

Modèle dynamique de la machine a une non-linéaire, et coupler une instruction de son de commande est plus complexe par rapport à d'autres dispositifs. Les avancés technologiques réalisés dans les domaines de la commande non linéaire et de la microinformatique, ainsi que dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis de concevoir des commandes performantes et robustes de la machine faisant d'elle un sérieux conquérant dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

Dans le cadre de ce mémoire, on a essayé d'introduire la technique de commande par backstepping appliqué à la machine asynchrone, par la suite on amélioré cette dernière par une commande hybride en combinant le principe du contrôle Backstepping et la commande par mode glissant.

Dans le premier chapitre, Nous aimons le moteur asynchrone, Rationaliser et simplifier les hypothèses adoptées et l'application d'un modèle de transformation Park de la machine à induction en trois étapes.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté le principe de la commande par Backstepping, et la commande par mode glissant, suivie de l'étude de la commande hybride backstepping-mode glissant.

Dans le troisième chapitre, La première technique utilisée est la commande par Backstepping. La deuxième technique utilisée est la commande par mode de glissant, et la commande hybride Backstepping-mode glissant. L'étude de l'alimentation de la machine par onduleur de tension à MLI, Les différents résultats de simulation obtenus assurent notre choix par les bonnes performances observées suivant les variations effectuées des grandeurs de la machine MAS.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié la méthode d'estimation par la technique MRAS. Qui donnent une valeur estimée de la vitesse à partir des grandeurs électriques (tension, courant) qui peuvent être captés et injectées à l'entrée de l'estimateur ou l'observateur utilisé, Et on applique cette technique a la commande hybride Backstepping-mode glissant.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- ü Maximiser le contrôle des gains d'assurer de bonnes performances
- ü Utiliser l'intelligence artificielle comme les algorithmes génétiques ou bien la logique floue pour calculer les différents gains dans les différentes commandes utilisées.
- ü La recherche des autres observateurs robustes de la vitesse mécanique, cette voie de recherche reste le point commun pour les déférentes stratégies de commande.
- ü L'utilisation d'algorithmes d'optimisation pour déterminer les paramètres de la loi de commande.

# ANNEXES

**ANNEXE A**

**LES PARAMETRES DE LA MACHINE**

**ASYNCHRONE UTILISEE**

**A.1 Paramètres électriques**

Paramètres électriques	Les valeurs
Tension d'alimentation (V)	220/380,50 (Hz)
Résistance de stator ( $R_s$ )	10 $\Omega$
Résistance de rotor ( $R_r$ )	6.3 $\Omega$
Inductance de stator ( $L_s$ )	0.4642H
Inductance de rotor ( $L_r$ )	0.4612H
Inductance Mutuelle (M)	0.4212H
Puissance électrique (P)	0.7KW

**A.2 Paramètres mécaniques**

Paramètres mécanique	Les valeurs
Moment d'inertie (J)	0.02 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement (f)	0SI

**A.3 Paramètres électromagnétique**

Paramètres mécanique	Les valeurs
Couple nominal ( $C_r$ )	5 N.m
Nombre de paire de pole (p)	2

---

## ANNEXE B

### TRANSFORMATION DE PARK

La transformation qui permet le passage de 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 :

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

Donc :

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

La matrice de passage inverse est décrite par :

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

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 :

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

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

Nous avons utilisé  $\frac{2}{3}$  pour conserver la puissance, alors  $[P]$  devient :

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

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

**a- Les tensions :**

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

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

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

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

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega_a \\ \omega_a & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

Pour le rotor:

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

**b- Les flux :**

Pour le stator:

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

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

$$[\phi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_{ss}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{suv}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{ruv}] \quad (\text{B.13})$$

Pour le rotor:

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

$$[\phi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{suv}] + [P(\theta_a)][L_{sr}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{ruv}] \quad (\text{B.15})$$

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

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

On pose:

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

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

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

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

# BIBLIOGRAPHIE

**[1] H. BOUCHELALEG et A. MEGUIRECHE**

« Commande hybride via le contrôle vectoriel et backstepping d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, [2008].

**[2] M. SMAILI et W. BENYAHIA et N. SALMI**

« Commande non linéaire hybride appliquée à la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, [2011].

**[3] L. BAKHTI**

« Etude de différentes commandes non linéaires de la machine asynchrone avec observations de flux et de vitesse », Mémoire de Magister, Université de BATNA, [2011].

**[4] S. CHAOUCH**

« Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse » Thèse de doctorat, Université de BATNA, [Décembre 2005].

**[5] 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].

**[6] A. CHEBBI**

« Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », Mémoire de Magister, Université de BATNA, [février 2011].

**[7] A. ACHOUR et A. AICHOUCHE**

« Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, [2005].

**[8] H. MEKKI et S. ZEGHLACHE**

« Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse », Mémoire d'ingénieur, université de M'sila, [2006].

**[9] A.HERIZI et H.SERRAI**

« Commande des systèmes non linéaire par Backstepping ‘Application à la machine asynchrone’ », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2006].

**[10] B.SAHLI et S. SAADOUNE**

« Etude et simulation des différents estimateurs et observateur de flux et de vitesse de la machine asynchrone », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2009].

**[11] Y.BENFERDIA et M.Tahari**

« Commande vectorielle à base MRAS de la machine à induction », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2006].

**[12] F.Nadji et Y. Yousfi**

« Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2005].

**[13] W.BOUCHELAGHEM et L. HADJIDJ et H. HAMMOUDI**

« Commande de la machine a induction par la technique MRAS », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2007].

**[14] I.BAKHTI et N.SAADI**

« Conception d’un observateur par mode glissant d’une machine a induction », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2007].

**[15] A.MATI et B.BENYAHIA**

« Commande sans capteur de vitesse d’une machine a induction », Mémoire d’ingénieur, université de M’sila, [2007].

**[16] R.BOUZIDI**

« Commande vectorielle sans capteur de vitesse d’un moteur à induction », Mémoire de Magister, université Biskra, [2006].

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU  
DIPLOME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE : AUTOMATIQUE**

**Proposé et dirigé par : -M. Bachir BENDJAIMA -M. Samir ZEGHLACHE**

**Présenté par : - CHIKOUCHE HADJER**

**Thème :**

**COMMANDE HYBRIDE AVEC OBSERVATION D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE**

**Résumé :**

Systemes non linéaires représentent une part importante des systèmes étudiés dans cette industrie, qui comprennent machine à induction. Pour cette raison, sont devenus les lois de commande pour non-linéaire très intéressantes pour améliorer les performances. Ce mémoire aura pour objet l'étude des différentes commandes non linéaires basées sur la commande hybride Backstepping-mode glissant. Pour cela nous avons utilisé une méthode d'estimation de la vitesse et du flux telle que, l'estimation par la technique (MRAS).

**Mots clés :**

**Machine asynchrone, commande non linéaire, commande par Backstepping, commande par mode glissant, commande hybride, Estimateur, Observateur, MRAS.**

**N° d'ordre : 07**