

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIÈNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE**  
**SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITÉ DE M'SILA**  
**FACULTÉ DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGÉNIORAT**

**DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU**  
**DIPÔLME D'INGENIEURAT**  
**D'ÉTAT EN GÉNIE ÉLECTROTECHNIQUE**

**OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

## **THÈME**

---

**ÉTUDE ET SIMULATION DES DIFFERENTS ESTIMATEURS ET**  
**OBSERVATEURS DE FLUX ET DE VITESSE DE LA MACHINE**  
**ASYNCHRONE**

---

**Proposé et dirigé par :**

*Dr. CHAOUCH Souad*

**Présenté par :**

*SAHLI Bahaeddine*  
*SAADOUNE Smail*

**ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2008/2009**



# REMERCIEMENTS

*Remerciements à Dieu-le tout puissant -qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier notre promotrice «Dr Souad Chaouch» d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.*

*Nos remerciements vont aussi au président de jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.*

*Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.*

BAHAEDDINE-SMAIL



# Dédicace

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

*Je dédie ce modeste travail :*

*A l'esprit de mon père*

*A Ma très chère mère*

*A Mes sœurs*

*A Mon frère BACHIR*

*A toute ma famille*

*A mes chers amis*

*A tous les amis d'études surtout ceux*

*D'électrotechnique*

*Promotion 2009*



*Smaïl*

# Dédicace

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents.*

*A mes très chers frères et mes sœurs.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

*A tous mes collègues de la promotion  
2009.*

*A tous, je dédié cette thèse.*

*BAAHAEDDINE*

# SOMMAIRE

<b>Sommaire</b> .....	I
<b>Table des figures</b> .....	IV
<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	
1- Généralité.....	1
2- Problématique.....	1
3- Organisation du mémoire.....	2
<b>CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE L'ASSOCIATION MAS – ONDULEUR</b>	
I.1 INTRODUCTION .....	3
I.2 GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES.....	3
I.2.1 Description de la machine asynchrone.....	3
I.2.2 Principe de fonctionnement.....	4
I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASES.....	4
I.3.1 Hypothèses de travail .....	5
I.3.2 Mise en équation du modèle de la machine.....	5
a. Equations électriques.....	6
b. Equations magnétiques.....	6
c. Equation mécanique.....	8
I.4 TRANSFORMATION DE PARK.....	8
a. Equations électriques .....	10
b. Equations magnétiques.....	10
c. Equation mécanique et électromagnétiques.....	10
I.5 CHOIX DU REFERENTIEL D'OBSERVATION.....	11
1. Référentiel immobile par rapport au stator ( $\alpha, \beta$ ).....	11
2. Référentiel immobile par rapport au rotor (x,y).....	12
3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant (d, q).....	12
I.6 MISE EN EQUATIONS D'ETATS.....	13
I.7 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS.....	14

I.8	MDELISATION DE L'ALIMENTATION AVEC ONDULEUR A MLI.....	16
I.8.1	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	16
I.8.1.1	Les tensions dans les phases de la machine asynchrone.....	17
I.8.1.2	Technique de la commande MLI sinus-triangle.....	18
I.9.	RESULTAT DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR- MACHINE ASYNCHRONE.....	20
I.10.	CONCLUSION.....	21
<b>CHAPITRE II : ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS DE FLUX ET DE VITESSE DE LA MAS</b>		
II.1	INTRODUCTION.....	22
II.2	NOTION SUR LES ESTIMATEURS ET LES OBSERVATEURS.....	22
II.2.1	Observateur en boucle ouverte 'estimateur' .....	22
II.2.2	Observateur en boucle fermée.....	24
II.2.3	Types d'observateurs.....	25
II.3	ESTIMATEUR DU FLUX ET DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	25
II.3.1	Estimation du flux rotorique en boucle ouverte.....	25
II.3.1.1	Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant.....	25
II.3.1.2	Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en tension.....	26
II.3.1.3	Résultats de simulation et interprétation.....	27
II.3.2	Estimation de la vitesse en boucle ouverte.....	29
II.3.2.1	Estimation de la vitesse à l'aide d'un modèle mécanique.....	29
II.3.2.2	Estimation de la vitesse de la machine à partir de la relation d'autopilotage.....	30
II.3.2.3	Résultats de simulation et interprétation.....	31
II.4	OBSERVATEUR DU FLUX ET DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	33
II.4.1	Modèle de la machine asynchrone dans le repère ( $\alpha$ , $\beta$ ).....	33
II.4.2	Observateur de Luenberger.....	34

II.4.2.1 Détermination de la matrice de gain $K$ .....	35
II.4.2.2 Estimation de la vitesse du rotor.....	36
II.4.2.3 Résultats de simulation.....	37
II.4.3 Observateur de kubota.....	40
II.4.3.1 Détermination de la matrice $G_k$ .....	42
II.4.3.2 Résultats de simulation.....	43
II.4.4 Observateur par mode glissant.....	45
II.4.4.1 Observateur par mode glissant du flux rotorique.....	45
II.4.4.2 Estimateur de vitesse par mode de glissement.....	49
II.4.4.3 Résultats de simulation.....	51
II.5 CONCLUSION.....	53
<b>CHAPITRE III : COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b>	
III.1.Introduction.....	54
III.2 GENERALITES SUR LE PRINCIPE DU BACKSTEPPING.....	54
III.3 COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	55
III.3.1 Principe de la commande Vectorielle par orientation du flux.....	55
III.3.2 Application du principe de Backstepping à la commande de la machine asynchrone.....	58
III.4 STRUCTURE GENERALE DU CONTRÔLE PAR BACKSTEPPING.....	63
III.5 RESULTATS DE SIMULATION.....	63
III.5.1 Fonctionnement nominal de la machine.....	64
III.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	65
III.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge.....	67
III.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la paramétrique.....	69
III.5 CONCLUSION.....	70

**CHAPITRE IV : COMMANDE PAR BACKSTEPPING SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

IV.1 INTRODUCTION.....	71
IV.2 COMMANDE PAR BACKSTEPPING SANS CAPTEUR MECANIQUE.....	71
IV.2.1 commande par backstepping sans capteur basée sur un estimateur à l'aide d'un modèle mécanique.....	72
IV.2.2 commande par backstepping sans capteur basée sur un observateur adaptatif de kubota.....	75
IV.3 COMPARAISON ENTRE LES DEUX TYPES D'ESTIMATION.....	76
IV.3.1 Fonctionnement de la machine à vitesse variable.....	76
IV.3.2 Fonctionnement pour une variation de la résistance statorique.....	78
IV.3.3 Fonctionnement pour une variation de la résistance rotorique.....	79
IV.3.4 Fonctionnement pour une variation de la charge.....	80
IV.4 CONCLUSION.....	82
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>83</b>
<b>ANNEXE .....</b>	<b>85</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>86</b>

## **Table des figures**

### **Chapitre I**

**Figure(I.1)** : Représentation schématique d'une machine asynchrone. (page5)

**Figure(I.2)** : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement. (page9)

**Figure(I.3)** : Résultat de simulation de la modélisation de la machine « Démarrage à vide puis introduction du couple nominal ». (page15)

**Figure(I.4)** : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine. (page16)

**Figure(I.5)** : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone. (page17)

**Figure(I.6)** : Stratégie de commande MLI d'un onduleur. (page19)

**Figure(I.7)** : Résultat de simulation de l'onduleur MLI. (page19)

**Figure(I.8)** : Machine asynchrone alimentée par l'onduleur MLI, démarrage à vide et insertion du couple nominal ( $C_r=5N.m$ ) à l'instant 1 second. (page21)

### **Chapitre II**

**Figure(II.1)** : Schéma de principe d'un estimateur. (page23)

**Figure(II.2)** : Schéma de principe d'un observateur. (page24)

**Figure (II-3)** : Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant. (page26)

**Figure (II-4)** : Estimateur de flux en boucle ouverte à basé du modèle en tension. (page27)

**Figure (II-5)** : résultats de simulation d'estimation de flux rotorique en boucle ouverte basée sur un modèle en courant et en tension. (page28)

**Figure (II-6)** : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique et le modèle en courant. (page30)

**Figure (II-7)** : Schéma fonctionnel de la loi d'autopilotage pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone. (page31)

**Figure (II-8)** : résultats de simulation d'estimation de vitesse en boucle ouverte. (page32)

**Figure (II-9)** : Schéma bloc d'observateur de luenberger. (page34)

**Figure (II-10) :** simulation du flux rotorique observés  $\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'observation. (page38)

**Figure (II-11) :** Simulation de la vitesse rotorique observée  $\hat{\Omega}$  et son erreur d'observation. (page39)

**Figure (II-12) :** simulation du flux rotorique observés  $\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'observation. (page44)

**Figure (II-13) :** Simulation de la vitesse rotorique observée  $\hat{\Omega}$  et son erreur d'observation. (page44)

**Figure (II-14) :** simulation du flux rotorique observés  $\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'observation. (page52)

**Figure (II-15) :** Simulation de la vitesse rotorique observée  $\hat{\Omega}$  et son erreur d'observation. (page52)

### **Chapitre III**

**Figure (III.1) :** Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone. (page63)

**Figure (III.2) :** Commande par Backstepping de la machine asynchrone lors du fonctionnement nominal. (page65)

**Figure (III.4) :** Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse. (page67)

**Figure (III.5) :** Résultats de simulation lors de la variation de la charge. (page69)

**Figure (III.6) :** Résultats de simulation lors de la variation paramétrique. (page70)

### **Chapitre IV**

**Figure (IV-1) :** commande par backstepping sans capteur mécanique de la machine asynchrone. (page72)

**Figure (IV.2) :** Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique et le modèle en courant. (page73)

**Figure (IV.3) :** Résultats de simulation de la commande par backstepping sans capteur avec un estimateur à l'aide d'un modèle mécanique. (page74)

**Figure (IV.4) :** résultat de simulation de la commande backstepping avec observateur. (page76)

**Figure (IV.5) :** Résultats de simulation des deux méthodes d'estimation avec vitesse variable.

(page77)

**Figure (IV.6) :** Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

(page79)

**Figure (IV.7) :** Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique. (page80)

**Figure (IV.8) :** Résultats de simulation lors de la variation de la charge. (page81)

## **INTRODUCTION GENERALE**

### **1-Généralités**

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier [1], quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée [1]. La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge.

L'apparition des thyristors GTO (Gate Turn Off) et, par la suite, des transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a permis le développement d'onduleurs à modulation d'impulsion performants, fiables et proposés à un coût non excessif. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, les commandes vectorielles à flux orienté, contrôle direct de couple et commandes non linéaires..., elles ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes. Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre qui présente la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

### **2- Problématique**

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes.

- ✚ Commande de faible coût et faible performance.
- ✚ Commande à haute performance.

Pour avoir une commande à haute performance, la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante. Généralement, ils sont fournis par des capteurs mécaniques, par ailleurs, ces derniers sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité même de la commande. La solution à ce problème est la reconstruction du flux et de la vitesse par différents estimateurs et d'observateurs qui fera l'objet de ce mémoire pour avoir une commande sans capteur avec différentes structures.

### **3- Organisation du mémoire**

Ce mémoire est composé de quatre chapitres, une introduction et une conclusion générales.

Dans le premier chapitre, on a donné le modèle de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park pour rendre ce dernier plus simple. Une autre partie est consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine qui assure une variation de fréquence des courants et de l'amplitude des tensions statoriques.

Le deuxième chapitre, sera consacré à la présentation de la problématique de reconstruction des deux principales grandeurs électriques telles que le flux magnétique et la vitesse par différentes structures d'estimations et d'observations. Nous discuterons brièvement les avantages, les inconvénients et les limites d'utilisation de ces techniques.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la technique du backstepping pour la commande de la machine asynchrone en se basant sur le principe de la commande vectorielle. Une étude de l'efficacité et de la robustesse de cette technique de commande sera faite avec différents tests obtenus par simulation.

Dans le quatrième chapitre, la réalisation d'une commande par backstepping sans capteur mécanique sera présentée en introduisant un estimateur en boucle ouverte (modèle mécanique) et un observateur adaptatif de Kubota. Par la suite, une étude comparative par des tests de robustesse sera présentée.

En fin, on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé, en indiquant les perspectives que peuvent être envisagées.

## I.1 INTRODUCTION

Actuellement, les machines asynchrones sont les machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles. Cela est du, en grande partie, à leur simplicité de construction et à leur robustesse [2]. Cependant, même si les stratégies de contrôle qui lui sont associées, et qui permettent son fonctionnement à vitesse variable, sont de plus en plus performantes en profitant de l'avancée considérable de l'électronique de puissance, celles-ci sont classiquement élaborées à partir d'un modèle électrique très simplifié connu sous le nom de « modèle de Park ». Cette modélisation, à paramètres fixes, a l'avantage simple, ce qui permet son utilisation en temps réel.

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. Par la suite, on présentera la modélisation de l'alimentation de la machine qui constituée un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par la technique MLI. Enfin, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine ou on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

## I.2 GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES

### I.2.1 Description de la machine asynchrone

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

Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source extérieure, et d'un bobinage en court-circuit au rotor [3].

## I.2.2 Principe de fonctionnement

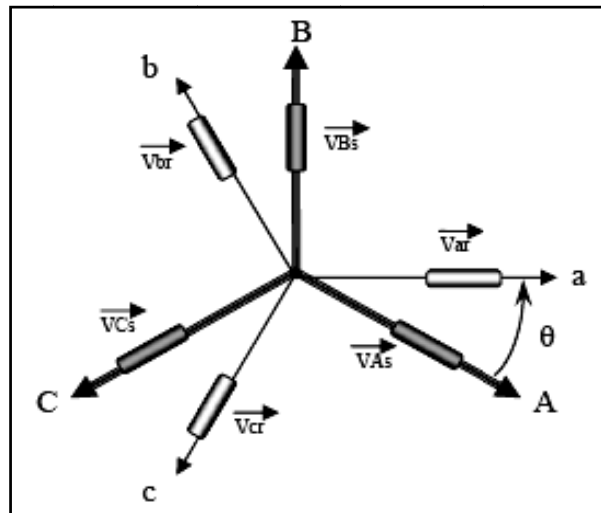
Il résulte, du principe même du moteur asynchrone que le rotor soumis à son seul couple électromagnétique ne peut tourner à une vitesse angulaire égale à celle du champ tournant inducteur (dite vitesse de synchronisme). Si, par un artifice quelconque, on le portait à cette vitesse, il ne serait plus balayé par le champ statorique, donc ne serait plus le siège de courants induits, et par suite ne serait plus soumis au couple qui en résulte, il tendrait à ralentir, jusqu'à ce que les courants induits s'atteignent une amplitude suffisante pour créer un couple égal et de signe contraire au couple mécanique s'opposant à la rotation. Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement  $g$ , qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  et sa vitesse réelle  $\Omega$ .

Donc Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

## I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements, portés sur leurs axes, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle  $(\frac{2*\pi}{3})$ , ainsi les axes rotoriques.

Les équations du flux en fonction des courants s'obtiennent à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ , position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (A) du stator (**Figure I.1**).



**Figure(I.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone.**

### I.3.1 Hypothèses de travail

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses [4]:

- ✚ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault ainsi que l'effet d'encochages sont négligeables.
- ✚ Les résistances des enroulements ainsi que la perméabilité du circuit magnétique sont constantes.
- ✚ L'effet de peau et l'échauffement ne sont pas pris en compte.
- ✚ L'entrefer est constant.
- ✚ La machine est alimentée par un système triphasé sinusoïdal et équilibré.
- ✚ La force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- ✚ L'additivité du flux.
- ✚ La constance des inductances propres.

### I.3.2 Mise en équation du modèle de la machine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- ✚ les équations électriques.
- ✚ les équations magnétiques.

✚ les équations mécaniques.

En se basant sur les hypothèses simplificatrices et leurs conséquences citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

### a. Equations électriques

- pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} = R_s \cdot I_s + \frac{d\phi_s}{dt} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

- pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \cdot I_r + \frac{d\phi_r}{dt} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Avec :

$R_s$  : Résistance propre d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance propre d'une phase rotorique.

### b. Equations magnétiques

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.3)$$

$$[\phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.4)$$

Avec :

- Matrice d'inductance propre statorique :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} \ell_s & m_s & m_s \\ m_s & \ell_s & m_s \\ m_s & m_s & \ell_s \end{bmatrix}$$

- Matrice d'inductance propre rotorique

$$[L_r] = \begin{bmatrix} \ell_r & m_r & m_r \\ m_r & \ell_r & m_r \\ m_r & m_r & \ell_r \end{bmatrix}$$

- Matrice d'inductance mutuelle  $M_{sr}$  et  $M_{rs}$  :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad \text{et} \quad \theta = (\hat{A}, \mathbf{a})$$

On obtient en final :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{As} \\ \Phi_{Bs} \\ \Phi_{Cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ell_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & \ell_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & \ell_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & \ell_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & \ell_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & \ell_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec :

$\ell_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$\ell_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique.

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

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

Et

$m_{1,2,3}$  : Inductance mutuelle instantanée entre phases statoriques et phases rotoriques ;

$$\begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

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

### c. Equation mécanique

$$J \frac{d}{dt} (\Omega) = C_e - C_r - F\Omega \quad (I.6)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = p [i_{ABCs}]^T [M_{sr}] [i_{abcr}] \quad (I.7)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

F : coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : couple résistant.

$p$  : nombre de paire de pôle.

Lors de l'étude du modèle précédent, on trouve que le système d'équations (I.5) est à des coefficients trigonométriques variant en fonction de l'angle  $\theta$ , ce qui traduit sa non linéarité, sa résolution analytique devient alors difficile.

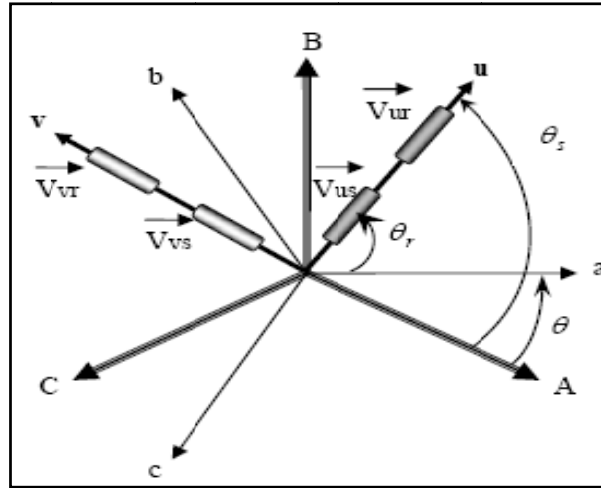
Pour éviter ce problème, on simplifié ces équations, c'est-à-dire, transformer ce système triphasé équilibré en un système biphasé à coefficients constants (indépendants de l'angle) par l'intermédiaire de la transformation de Park.

## I.4 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de PARK est un outil mathématique, qui permet de simplifier le modèle de la machine asynchrone en un modèle mathématique, cette simplification permet l'analyse et la synthèse de la commande des machines électriques, la transformation de PARK est rapportée aux courants, tensions et flux.

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé se fait comme suit :

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_a)][X_{abc}]$$



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

Tel que:

$\theta$  : Angle électrique entre le stator et le rotor.

$\theta_s$  : Angle électrique  $(\vec{A}, \vec{u})$ .

$\theta_r$  : Angle électrique  $(\vec{a}, \vec{u})$ .

$V_{us}$  Et  $V_{vs}$  représentent les tensions statoriques dans le système d'axes (uv).

$V_{ur}$  Et  $V_{vr}$  représentent les tensions rotoriques dans le système d'axes (uv).

Un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe u et v. Elle est définie par la matrice de transformation suivante :

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_a & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Le terme  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  : exprime le passage du système triphasé au système biphasé et pour conserver la puissance. Le passage en sens inverse est défini par la matrice inverse  $[P(\theta_a)]^{-1}$  :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Le modèle de la machine asynchrone après la transformation de PARK est décrit par le système d'équations suivant :

### a- Equations électriques

L'application de la transformation de Park aux systèmes d'équations (I.1), (I.2) tout en admettant que le rotor est en court-circuit, nous donne le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

### b- Equations magnétiques

De la même façon, l'application de la transformation de Park aux équations (I.3) et (I.4) nous donne :

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$L_s = \ell_s - m_s \quad \text{Inductance propre cyclique du stator.}$$

$$L_r = \ell_r - m_r \quad \text{Inductance propre cyclique du rotor.}$$

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

### c- Equations mécaniques et électromagnétiques

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$J \frac{d}{dt} (\Omega) = C_e - C_r - F\Omega \quad (I.15)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon des variables d'états choisis, courants statoriques ou rotoriques et flux rotoriques ou statoriques.

$$C_e = p[\phi_{Su}i_{Sv} - \phi_{Sv}i_{Su}] \quad (I.16)$$

$$C_e = p[\phi_{ru}i_{rv} - \phi_{rv}i_{ru}] \quad (I.17)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} [\phi_{Su}i_{rv} - \phi_{Sv}i_{ru}] \quad (I.18)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} [\phi_{ru}i_{sv} - \phi_{rv}i_{su}] \quad (I.19)$$

## I.5 CHOIX DU REFERENTIEL D'OBSERVATION

Le référentiel est le système d'axe  $(\vec{u}, \vec{v})$ , associé à la vitesse de rotation choisie pour lui. Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

### 1. Référentiel immobile par rapport au stator $(\alpha, \beta)$

C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il est traduit par la condition suivante :  $\theta_a = \theta_s$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = 0 \quad \Rightarrow \quad (\omega_s - \omega_r) = -\omega_r \quad (I.20)$$

Les équations électriques sont reformulées comme suit :

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

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

Ce référentiel est choisi lorsque l'on désire étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation [5].

## 2. Référentiel immobile par rapport au rotor (x,y)

Ce référentiel est caractérisé par  $\theta_a = \theta_r$  et  $\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$  (I.23)

En remplaçant par l'équation (I.23) dans les équations (I.11) et (I.12). Les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultantes d'un court-circuit.

## 3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant (d, q)

Les équations de ce modèle sont caractérisées par

$$\theta_a = \theta_s \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s \quad (I.26)$$

Avec :  $\omega_s - \omega = \omega_r$

Le modèle est établi en remplaçant l'équation (I.26) dans les équations (I.11) et (I.12).

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas des simplifications dans la formulation des équations (I.11) et (I.12). Il est cependant particulièrement avantageux dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement la conduite des calculs.

## I.6 MISE EN EQUATIONS D'ETATS

Le concept de la commande idéalisée d'une machine asynchrone a pour but d'établir les performances que l'on peut espérer d'un actionneur réel, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension doit donc traduire ces performances.

Dans notre travail nous avons choisi le référentiel immobile par rapport au stator. Les tensions ( $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ ) sont considérées comme variables de commande.

Considérons les courants statorique ( $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ) et les flux rotorique ( $\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$ ), et la vitesse mécanique ( $\Omega$ ) comme variables d'état.

Le modèle mathématique de la machine s'écrit sous la forme d'une équation d'état non linéaire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ y = C.X \end{cases} \quad (I.29)$$

Avec :

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

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

$y = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$  : Vecteur de mesure.

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

$B$  : Matrice de commande du système.

Posons :

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

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

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Le coefficient de dispersion de blondel.

Les matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont écrits comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{T_r M\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega\right) & \frac{1-\sigma}{T_r M\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

## I.7 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

Nous utilisons le modèle représenté par les équations (I.15), (I.19), (I.30), (I.31) et (I.32). Notre machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale et caractérisée par les paramètres donnés dans l'annexe [A].

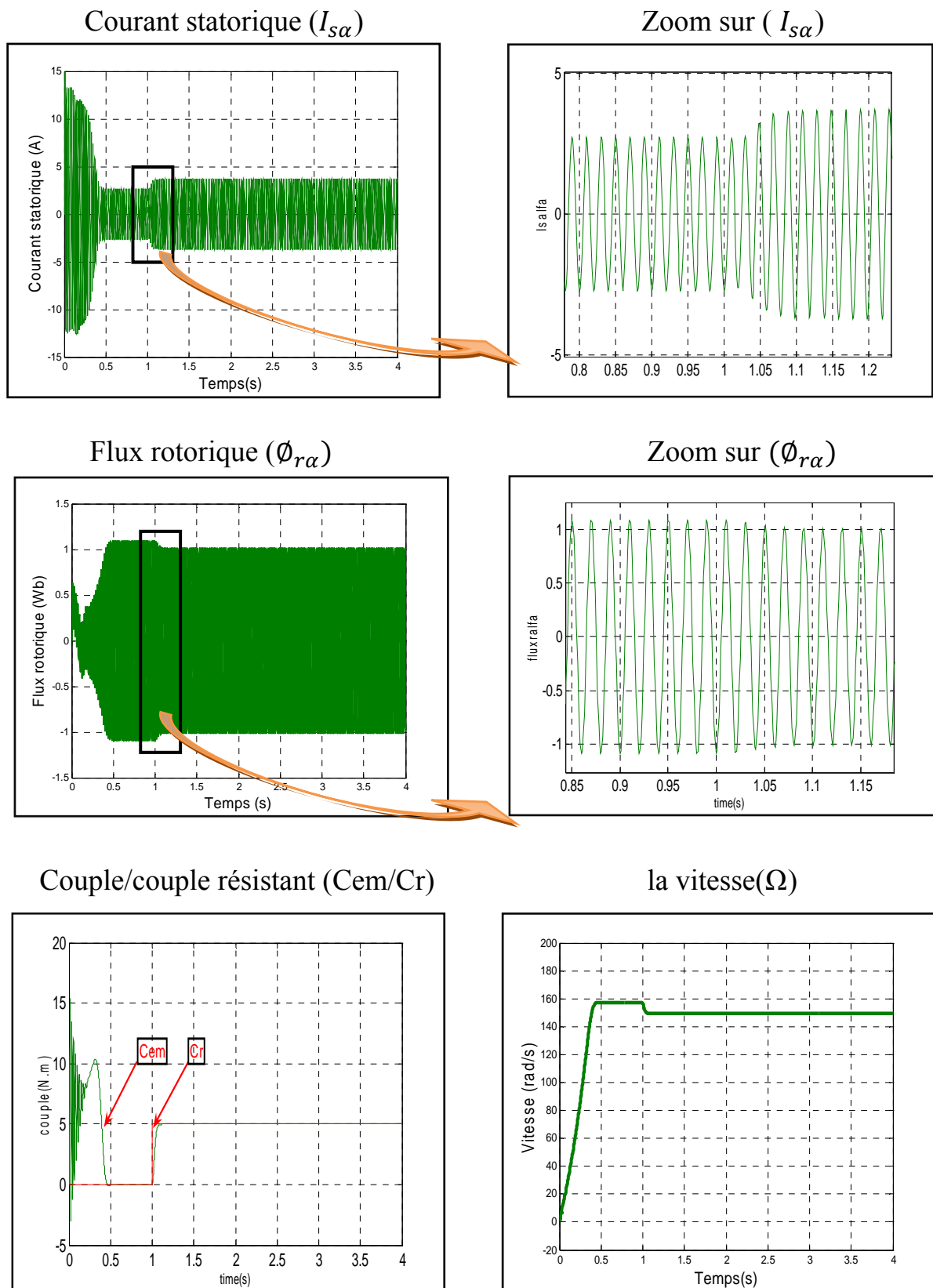
Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{Sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{Sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{Sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

La simulation de la machine asynchrone est obtenue à l'aide de logiciel SIMULINK sous MATLAB.

La **Figure(I.3)** présente les résultats de simulation du système en boucle ouverte, le moteur est couplé directement au réseau. La machine démarre à vide, puis on applique un couple résistant nominal ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t = 1 \text{ s}$ .

D'après les résultats, on remarque une décroissance de la vitesse qui se stabilise à la valeur  $149 \text{ (rad/s)}$ , le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué et présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence. Les flux rotoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules, les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.



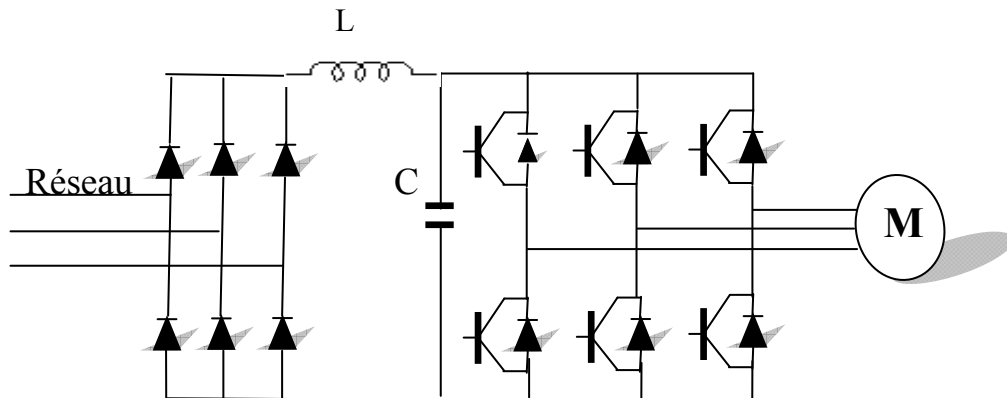
Figure(I.3) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine

« Démarrage à vide puis introduction du couple nominal ».

## I.8 MDELISATION DE L'ALIMENTATION AVEC ONDULEUR MLI

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées en fréquence variable.

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par la **Figure(I.4)**. Le convertisseur est composé d'une cascade : redresseur, filtre passe bas et onduleur.

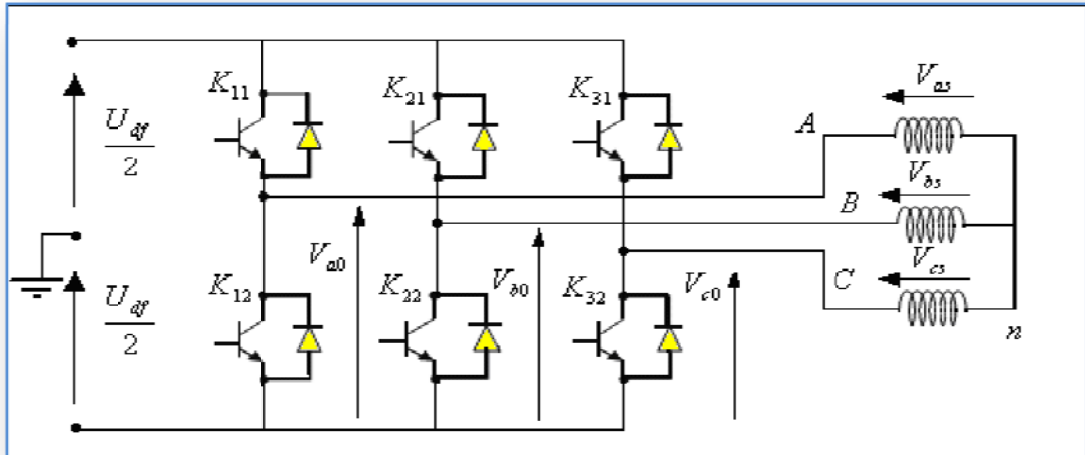


**Figure(I.4)** : Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.

### I.8.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur est un convertisseur statique permettant à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [6]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La **Figure(I.5)** illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une machine asynchrone.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et une diode de récupération montés en tête-bêche (**Figure(I.5)**). Les couples d'interrupteurs ( $K_{11} K_{12}$ ) ( $K_{21} K_{22}$ ) ( $K_{31} K_{32}$ ) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [6].



**Figure(I.5) : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.**

**I.8.1.1 Les tensions dans les phases de la MAS :**

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \tag{I.34}$$

$V_{ao}$  ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'. Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \tag{I.35}$$

$V_{no}$  : est la tension de neutre de la charge par rapport au point 'o'.

On à :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.36)$$

En remplaçant (I.35) dans (I.34) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.37)$$

La forme matricielle :

$$[V]_s = [T] \cdot [V]_o \quad (I.38)$$

Avec :

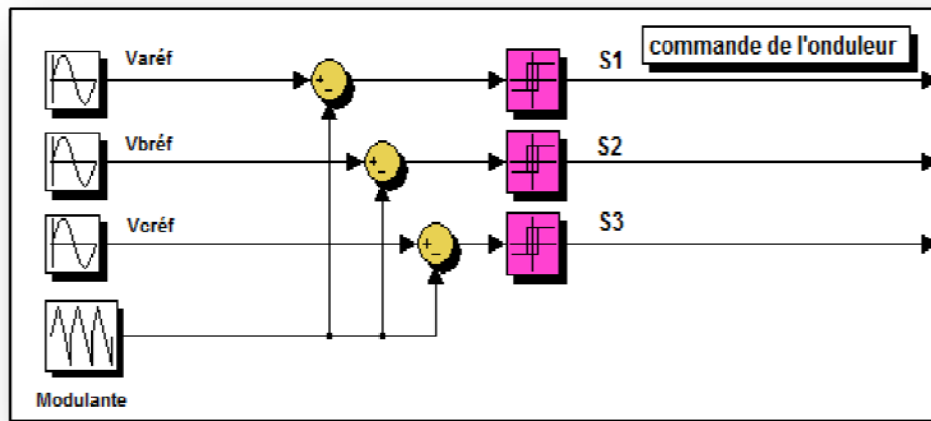
$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}; [V]_s = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \text{ et } [V]_o = \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{U}{2} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

Où  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  représentent respectivement les états logiques des interrupteurs  $K_{11}$ ,  $K_{21}$  et  $K_{31}$ .

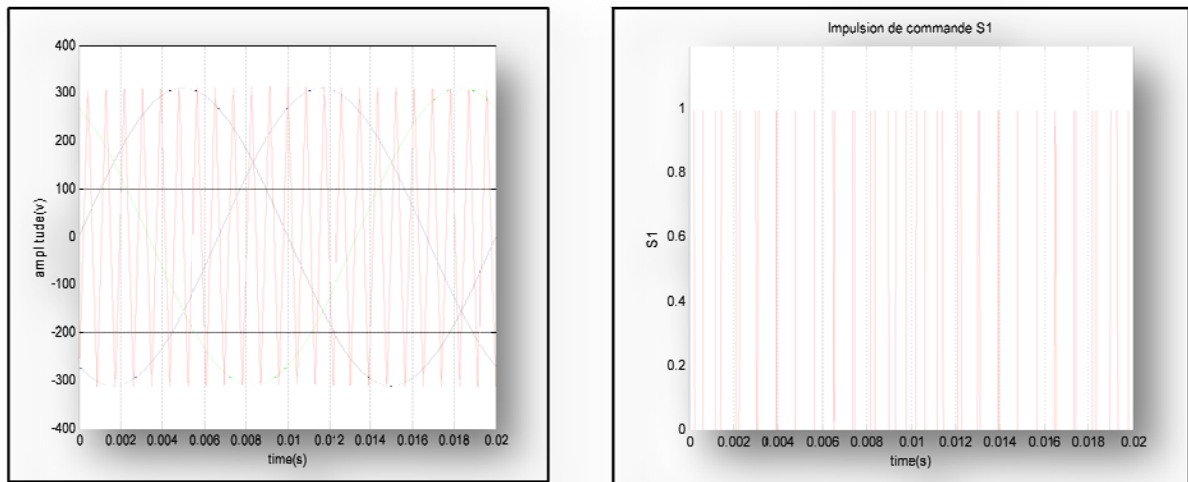
### I.8.1.2 Technique de la commande MLI sinus-triangle:

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de la largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection des trois tension de référence sinusoïdal et une tension de modulation triangulaire à fréquence élevé [7].

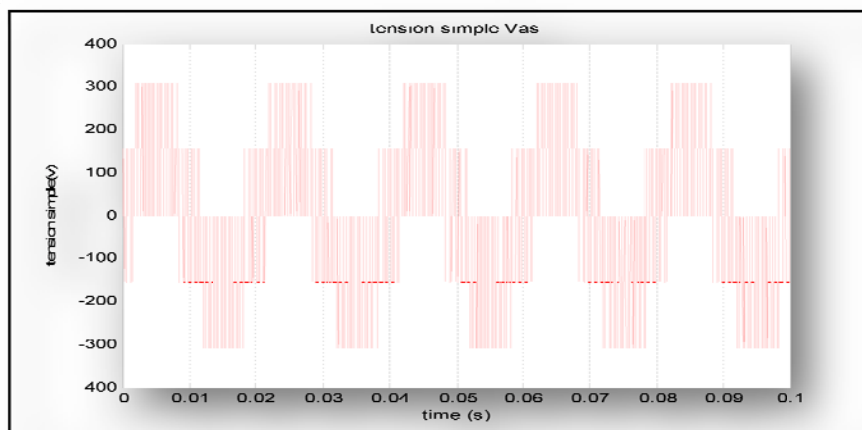
Les tensions des références comparées avec la modulante sont représentés dans la **Figure(I.5)**. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasés de  $120^\circ$  [3].



Figure(I.6) : Stratégie de commande MLI d'un onduleur



Tensions référence avec le modulant signal de commande des interrupteurs

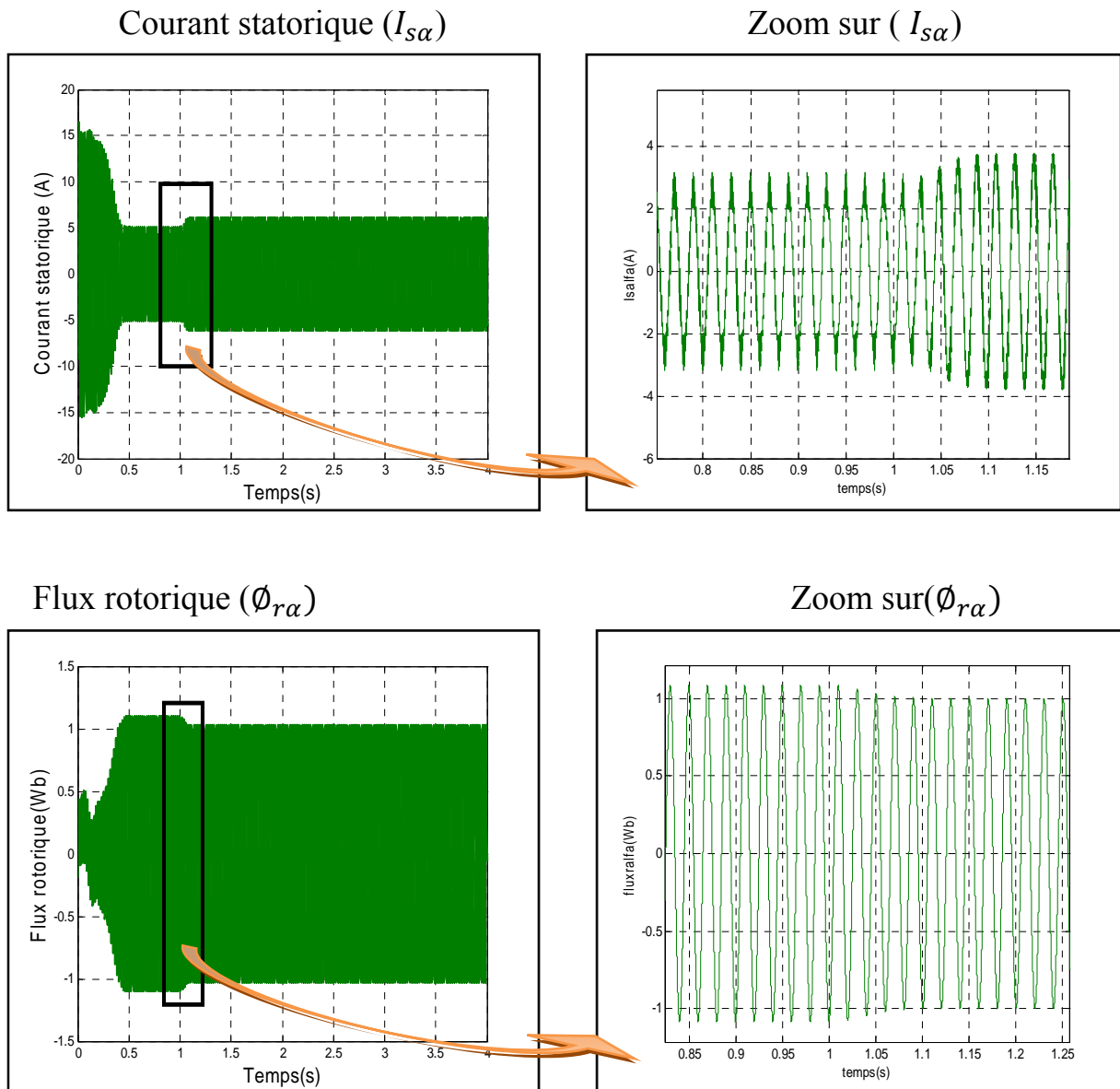


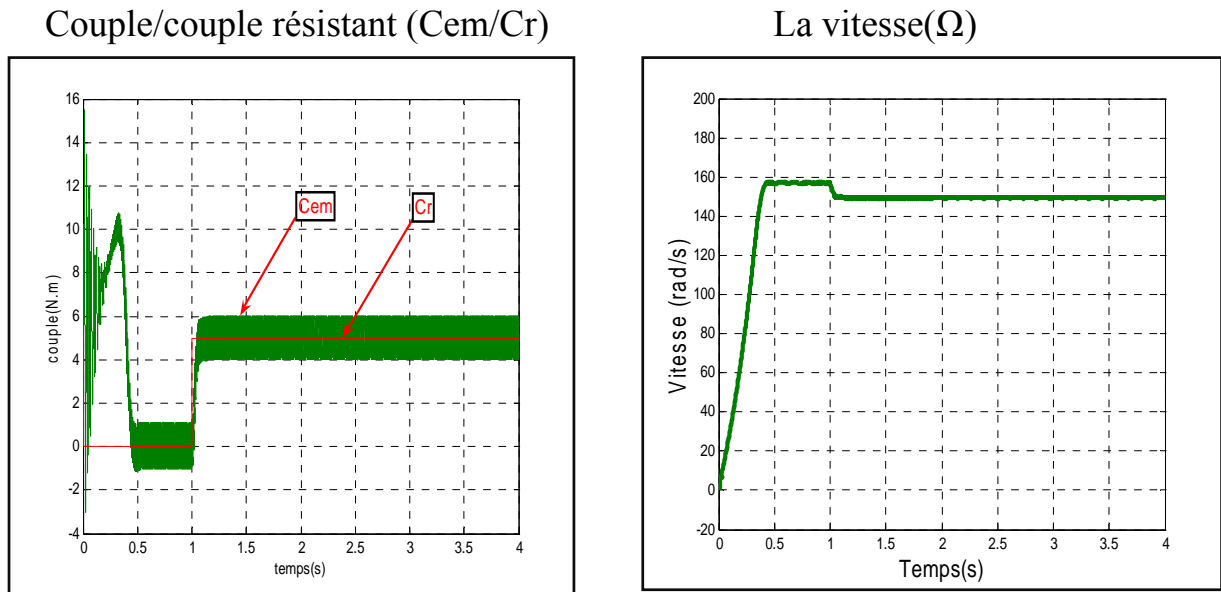
Tension simple  $V_{as}$

Figure(I.7) : Résultat de simulation de l'onduleur MLI

## I.9.RESULTATS DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR- MACHINE ASYNCHRONE

Les résultats de simulation sont donnés en **Figure(I.8)**, avec un démarrage à vide de la machine. Après une seconde de démarrage, on insert un couple résistant de valeur nominale.





**Figure(I.8) : Machine asynchrone alimentée par l'onduleur MLI, démarrage à vide et insertion du couple nominal ( $C_r=5\text{N.m}$ ) à l'instant 1 seconde.**

D'après la simulation de l'association onduleur-machine, on remarque que les allures des composants des flux rotorique et du courant statorique sont semblables à celles obtenues avec alimentation directe sous pleine tension, mais avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux. Le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur. La vitesse ne parvient à se stabiliser qu'après certain temps du démarrage. Elle connaît une chute considérable pendant l'application du couple résistant.

## I.9.CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié le modèle de Park faisant aboutir à un système plus simple de la machine asynchrone ainsi que le modèle de son alimentation. L'alimentation se fait par un onduleur de tension commandé par la technique MLI sinus-triangle.

Les simulations montrent la validité de notre modèle (machine + alimentation), en alimentant la machine, on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique après un régime transitoire.

Par ailleurs, la commande des machines asynchrones nécessite la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor, qui sont obtenues par des capteurs mécaniques et électriques. Ces derniers présentent nombreux inconvénients (couteaux, fragiles, demandent un traitement spécifique des signaux captés), Pour remédier à ce problème, on utilise des estimateurs et des observateurs des états (flux et vitesse), qui fera l'objet du prochain chapitre.

## II.1 INTRODUCTION

La commande et la supervision d'un système dynamique requièrent souvent la connaissance des grandeurs physiques. En pratique, la connaissance de ces grandeurs appelées variables d'état du système se fait grâce à des capteurs. Généralement, certaines variables sont inaccessibles par mesure directe, certaines d'autres sont accessibles mais l'installation d'un capteur est coûteuse et nécessite un soin particulier à cause de sa fragilité [8]. D'où la nécessité d'introduire un système dynamique capable de déterminer les variables d'état non mesurables à partir des mesures effectuées.

Dans notre étude, sur les machines asynchrones, les algorithmes de certaines lois de commande, nécessitant la connaissance des états du système (grandeurs de sortie), se posent un problème majeur qui est la nécessité d'emploi des capteurs mécaniques ou électriques. Ce problème est posé à cause de ces grandeurs de sortie qui sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux,...) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position ...). Il faut donc les déterminer sans utiliser de capteurs dédiés. Pour cela et pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies sur l'estimation de ces grandeurs (vitesse, flux,...) au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide des capteurs mécaniques.

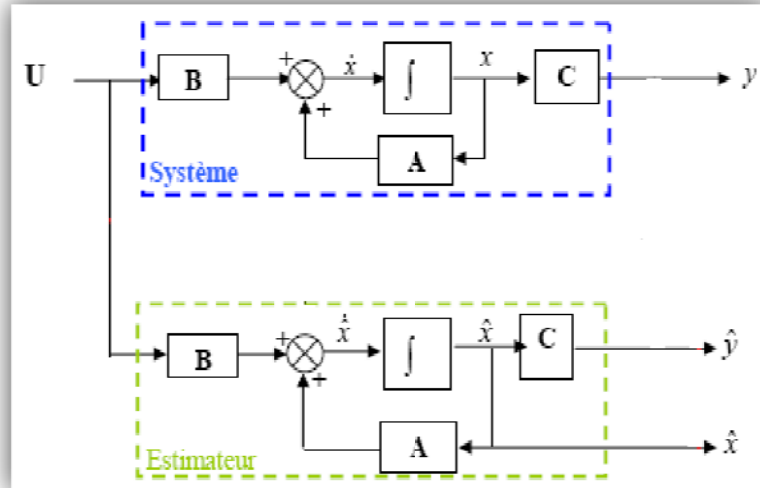
Ce chapitre fera l'objet d'une étude des différents estimateurs et d'observateurs de flux et de la vitesse de la machine asynchrone. Les résultats de simulation, de chaque méthode, seront exposés au fur à mesure.

## II.2 NOTION SUR LES ESTIMATEURS ET LES OBSERVATEURS

### II.2.1 Observateur en boucle ouverte 'estimateur'

Il s'agit d'un estimateur basé sur le modèle de la machine, la construction de ce type d'observateur est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander. On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques [9].

Un tel estimateur est représenté sur la **Figure (II.1)**.



Figure(II.1) : Schéma de principe d'un estimateur

Le modèle mathématique du moteur asynchrone peut être donné par :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega)X + BU \\ y = CX \end{cases} \quad (II.1)$$

B : est la matrice d'entrée du système, C est la matrice de sortie, et  $A(\omega)$  est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de la machine à induction, puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation du moteur. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vue la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques [10].

On trouve les états estimés par l'intégration de la première équation de (II.1) :

$$\hat{X} = \int (\hat{A}(\omega)\hat{X} + \hat{B}U)dt \quad (II.2)$$

On définit l'erreur d'estimation qui représente l'écart entre, les états réels et estimés par :

$$\varepsilon = X - \hat{X} \quad (II.3)$$

Donc la dynamique de l'erreur est donnée comme suit :

$$\dot{\varepsilon} = A(\omega)\varepsilon + \Delta A\hat{X} + \Delta BU \quad (II.4)$$

Où  $\Delta A = A(\omega) - \hat{A}(\omega)$  et  $\Delta B = B - \hat{B}$

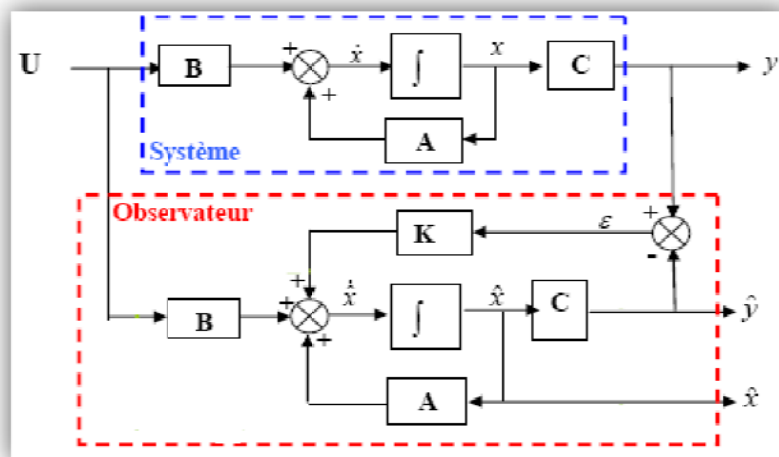
L'approche construction de l'estimateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes [8]:

- ✚ Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'estimateur.
- ✚ Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- ✚ Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

## II.2.2 Observateur en boucle fermée :

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom du prédicateur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro [9].

Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure suivante (**Figure(II.2)**):



**Figure(II.2) : Schéma de principe d'un observateur**

L'équation qui définit l'observateur est donnée par :

$$\dot{X} = \hat{A}(\omega)\hat{X} + \hat{B}U + K(CX - C\hat{X}) \quad (\text{II.5})$$

Pour définir la dynamique de l'erreur d'observation, en soustrayant (II.5) et (II.1), on trouve :

$$\dot{\varepsilon} = [A(\omega) - KC]\varepsilon + [\Delta A - K\Delta C]\hat{X} + \Delta BU \quad (\text{II.6})$$

La matrice  $K$  est appelée Matrice du gain de l'observateur. Par un choix judicieux de cette matrice, on peut imposer la dynamique de l'observateur et par conséquent obliger la vitesse de l'erreur à converger vers zéro [9]. C'est-à-dire que la matrice  $K$ , qu'on peut choisir nous même, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible.

### II.2.3 Types d'observateurs :

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents [5] :

- ✚ La nature du système considéré: Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- ✚ Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- ✚ Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit.

## II.3 ESTIMATEUR DU FLUX ET DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

### II.3.1 Estimation du flux rotorique en boucle ouverte :

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes [8]; Estimateur basé sur un modèle en courant, Estimateur basé sur une méthode d'élimination, Estimateur basé sur un modèle en tension et Estimateur d'ordre complet. Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone.

Dans notre travail, on étudie uniquement l'estimateur basé sur un modèle en courant et l'estimateur basé sur un modèle en tension.

#### II.3.1.1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant :

D'après le modèle de la machine asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$  présenté dans le premier chapitre, on considère les deux équations rotoriques suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

A partir des équations (II.7), le flux rotorique estimé est défini comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{r\alpha} = \int \left( -\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega_r \Phi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \right) dt \\ \hat{\Phi}_{r\beta} = \int \left( -\frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \right) dt \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

A partir des équations (II.8), nous déduisons que le flux rotorique  $\Phi_{r\alpha,\beta}$  peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la **Figure (I-3)**, est basé sur un modèle dit en courant [8].

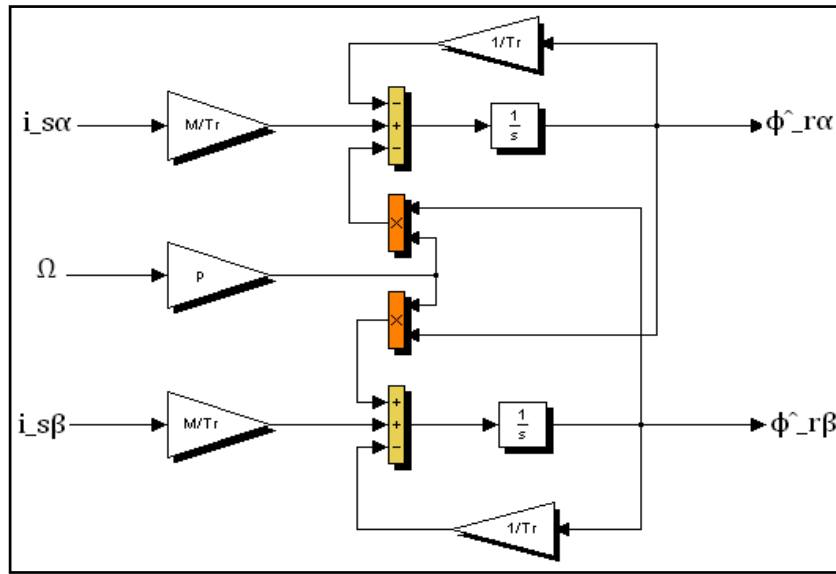


Figure (II-3) : Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant.

### II.3.1.2 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en tension :

A partir du premier chapitre, on considère les équations suivantes dans le repère  $(\alpha, \beta)$  comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_r i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_r i_{s\beta} + M i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

A partir de l'équation (II.10), on trouve le courant rotorique:

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{1}{M} \phi_{s\alpha} - \frac{L_s}{M} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} = \frac{1}{M} \phi_{s\beta} - \frac{L_s}{M} i_{s\beta} \end{cases} \quad (II.12)$$

On introduit (II.12) dans (II.11), on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\phi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\phi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}) \end{cases} \quad (II.13)$$

A partir de (II.9), on calcule  $\phi_{s\alpha,\beta}$ , ensuite en remplaçant leur expression dans (II.13), on trouve les équations du flux estimé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (V_{s\alpha} - (R_s + \sigma L_s) i_{s\alpha}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (V_{s\beta} - (R_s + \sigma L_s) i_{s\beta}) \end{cases} \quad (II.14)$$

L'estimateur du flux rotorique basé sur un modèle en tension (**Figure II-4**), dont les entrées sont les courants et les tensions statoriques mesurés, est défini à partir des équations (II.14).

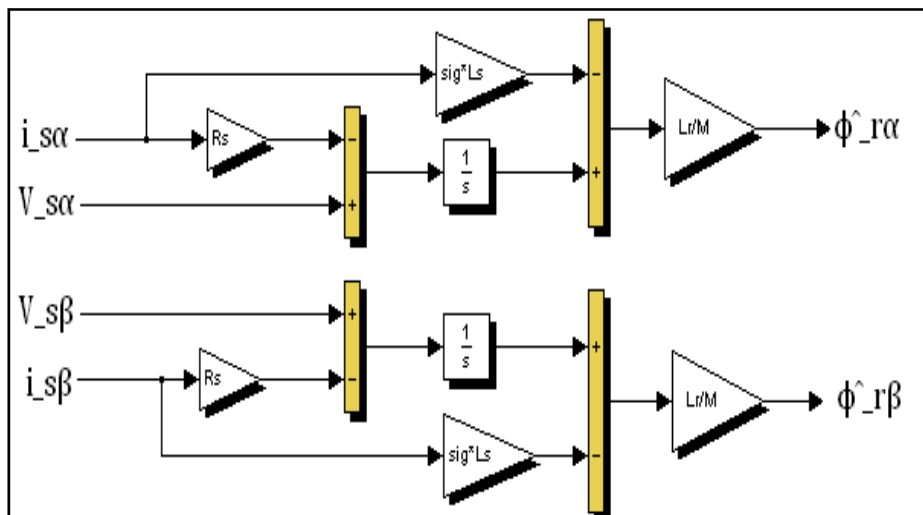
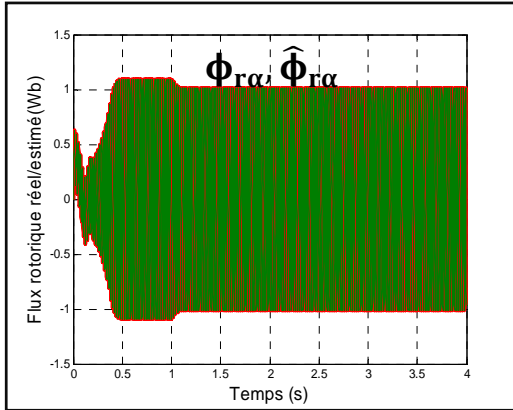


Figure (II-4) : Estimateur de flux en boucle ouverte à basé du modèle en tension.

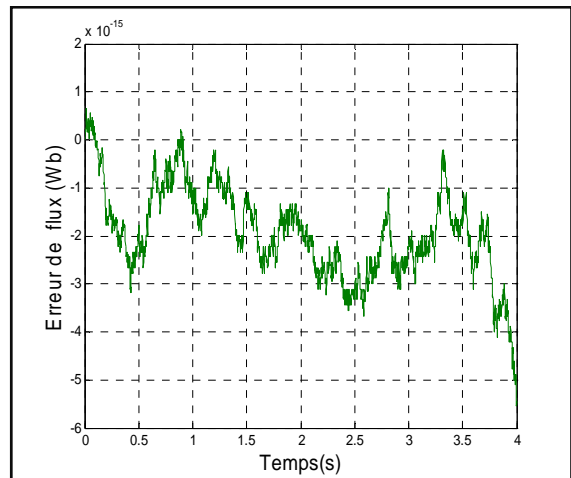
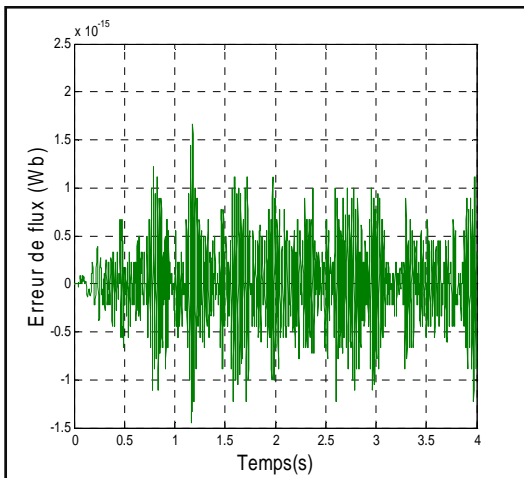
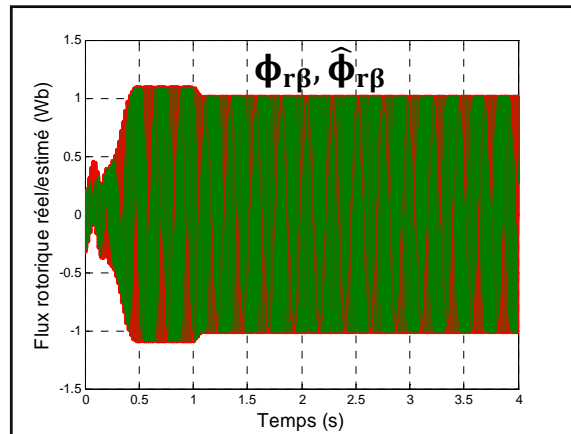
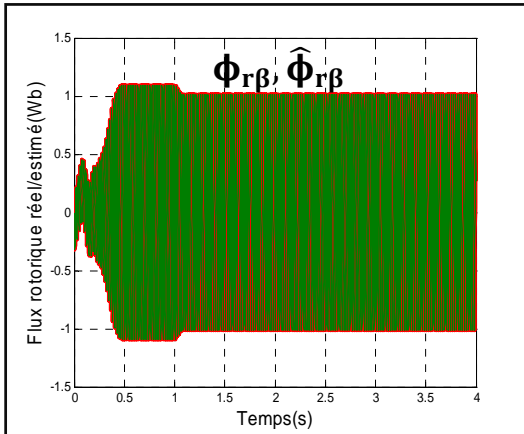
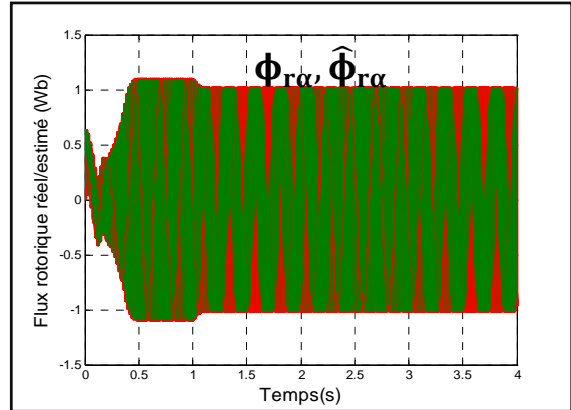
### II.3.1.3 Résultats de simulation et interprétation

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation de l'estimation de flux rotorique en boucle ouverte par deux méthodes, la première est basée du modèle en courant et le deuxième en tension.

Modèle en courant



Modèle en tension



**Figure (II-5) : Résultats de simulation d'estimation de flux rotorique en boucle ouverte basée sur un modèle en courant et en tension.**

On peut remarquer qu'il y a une superposition entre les courbes estimées et les courbes réelles (flux estimée /réelle), grâce à cette superposition l'erreur d'estimation est pratiquement nulle, ce la montre la bonne précision de ces estimateurs en régime nominal.

L'étude de ces deux estimateurs montre qu'ils donnent de bons résultats, l'estimateur à modèle en courant est mieux par rapport au deuxième du point de vue robustesse, car ce dernier estimateur possède deux problèmes :

- ✚ le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température et la fréquence [11].
- ✚ le second, Comme le modèle en tension est un intégrateur sans retour d'état, il est sensible aux décalages (offsets) sur les mesures surtout dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, nous remplaçons l'intégrateur pur par un filtre passe bas afin de garantir la stabilité. Malheureusement, le filtre passe bas produit une erreur d'estimation dans le domaine des basses fréquences et limite ainsi l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure [11] [8].

Le deuxième est mieux, du côté économique car il ne dépend pas de la vitesse du rotor pour estimer le flux, (suppression du capteur de vitesse).

### II.3.2 Estimation de la vitesse en boucle ouverte

Actuellement, dans la littérature il existe de nombreuses méthodes d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone. Ces estimations peuvent être calculées directement à partir des équations du modèle de la machine en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques.

Dans cette étude, deux méthodes de reconstitution de la vitesse sont présentées et évaluées en simulation. Le premier est obtenu à l'aide d'un modèle mécanique combiné à l'estimateur de flux rotorique, et le deuxième reconstituer par la relation d'autopilotage de la machine asynchrone.

#### II.3.2.1 Estimation de la vitesse à l'aide d'un modèle mécanique

Comme nous l'avons vu, l'estimateur de flux rotorique (modèle en courant) nécessite la mesure de la vitesse de rotation. Nous pouvons employer l'équation du couple électromagnétique (I.15) et (I.19) pour modéliser un estimateur de vitesse à partir des courants statoriques et du flux rotorique [8].

On à:

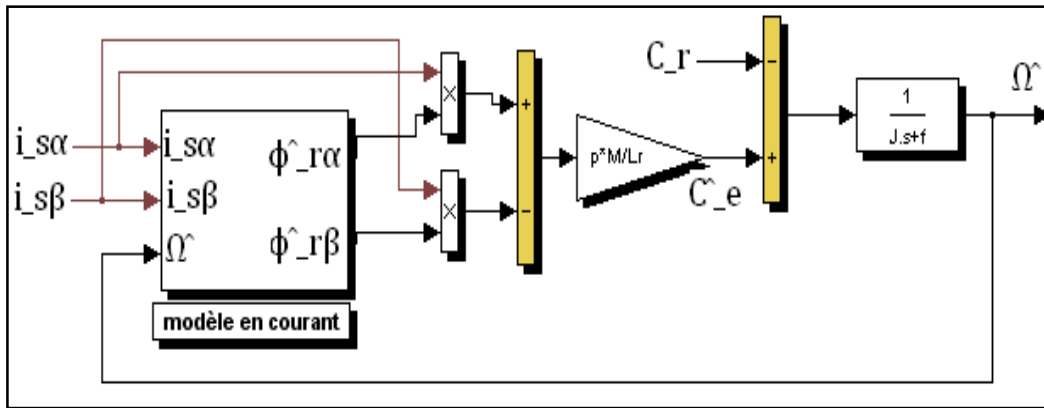
$$\hat{C}_e = p \frac{M}{L_r} (\hat{\Phi}_{r\alpha} i_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.15})$$

$$J \frac{d}{dt}(\Omega) = C_e - C_r \tag{II.16}$$

A partir (II.16), on trouve :

$$\hat{\Omega} = \int \left( \frac{\hat{C}_e - C_r}{J} \right) dt \tag{II.17}$$

Ensuite la vitesse estimée est réintroduite dans l'estimateur du flux rotorique mentionné ci-dessus à la place de la vitesse mesurée. Cet estimateur est représenté par le schéma bloc de la **Figure (II.6)**.



**Figure (II-6) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique et le modèle en courant.**

### II.3.2.2 Estimation de la vitesse de la machine à partir de la relation d'autopilotage

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage de la machine asynchrone et peut être facilement implantée. Elle repose sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone, celle-ci est définie dans l'équation (II. 18). L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées. Ces estimations sont évaluées à partir des courants statoriques mesurés et des flux rotoriques estimés du moteur.

$$\hat{\omega} = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_r \tag{II.18}$$

On estime l'angle de rotation  $\theta_s$  à partir des composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du flux rotorique.

$$\theta_r = \text{arctg} \left( \frac{\phi_{r\alpha}}{\phi_{r\beta}} \right) \tag{II.19}$$

La vitesse de déplacement du flux rotorique  $\omega_s$  est définie par la dérivée de cet angle  $\theta_s$ .

$$\dot{\theta}_s = \omega_s = \frac{\phi_{r\alpha}\dot{\phi}_{r\beta} - \phi_{r\beta}\dot{\phi}_{r\alpha}}{\phi_{r\alpha}^2 - \phi_{r\beta}^2} \quad (\text{II.20})$$

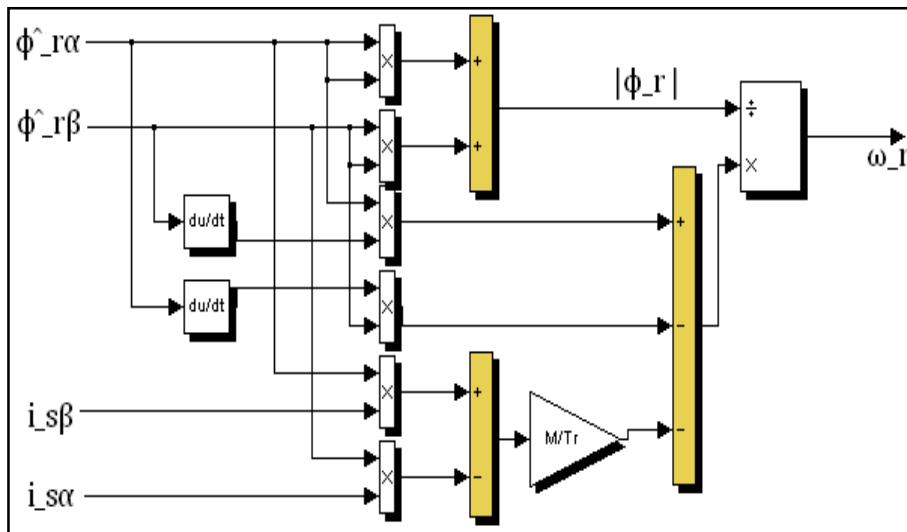
On substitue les équations (II.11) dans (II.20), on trouve

$$\omega_s = \omega_r - \frac{M}{T_r} \left( \frac{\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}}{\phi_{r\alpha}^2 - \phi_{r\beta}^2} \right) \quad (\text{II.21})$$

Après, on substitue l'équation (II.20) dans (II.21), et on conclura l'expression de  $\omega_r$ ,

$$\omega_r = \frac{1}{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} [\phi_{r\alpha}\dot{\phi}_{r\beta} - \phi_{r\beta}\dot{\phi}_{r\alpha} - \frac{M}{T_r} (\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha})] \quad (\text{II.22})$$

Il est certain que cette méthode est délicate pour le fonctionnement à basse vitesse, mais, elle est facile à implanter. En plus, la simplicité de cet algorithme permet de l'utiliser dans d'autres méthodes partielles à la place d'une mesure réelle de la vitesse. Un schéma fonctionnel de cette méthode est montré dans la **Figure (II-7)**.

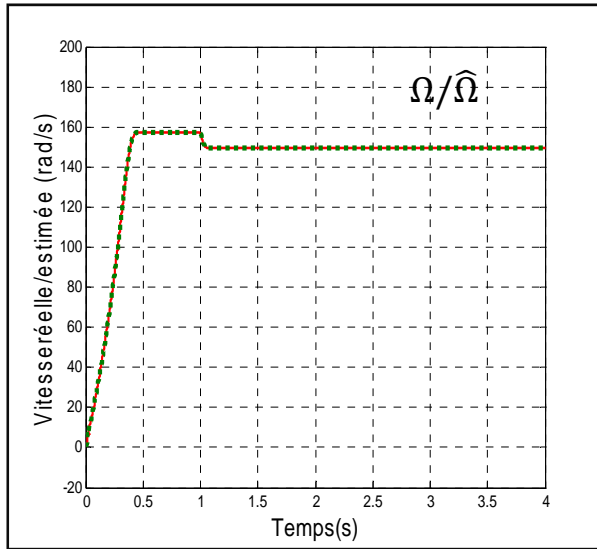


**Figure (II-7) : Schéma fonctionnel de la loi d'autopilotage pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone.**

### II.3.2.3 Résultats de simulation et interprétation

On a développé les estimateurs de vitesse en boucle ouverte, (estimateur à l'aide d'un modèle mécanique et estimateur basé sur la relation d'autopilotage), afin d'étudier ses propriétés, et tester leurs robustesse, on présentera leurs simulations sur la **Figure (II-8)**.

a) Estimation de vitesse à l'aide d'un modèle mécanique



b) Estimation de vitesse basée sur la relation d'autopilotage

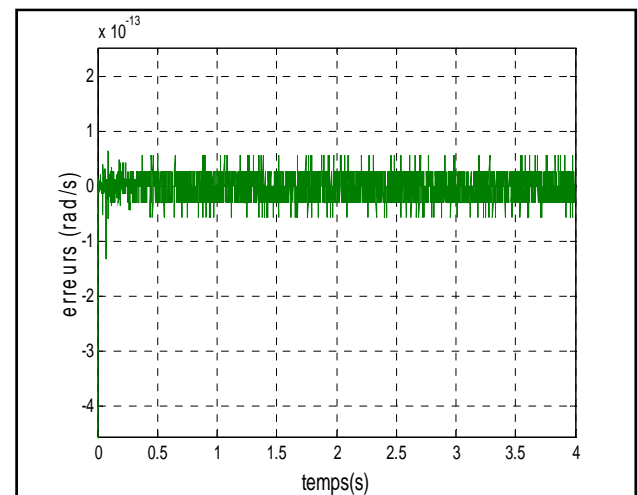
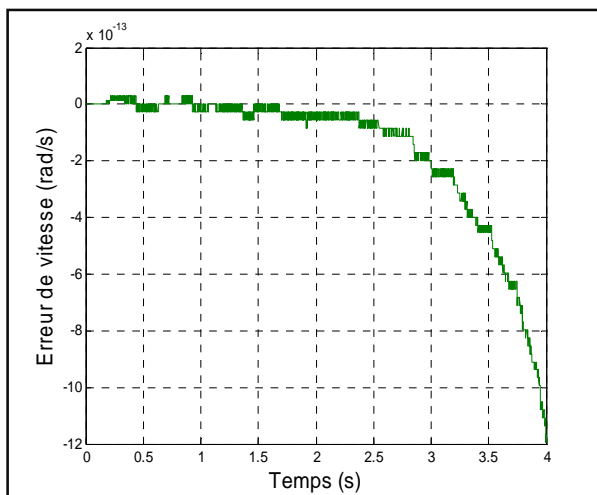
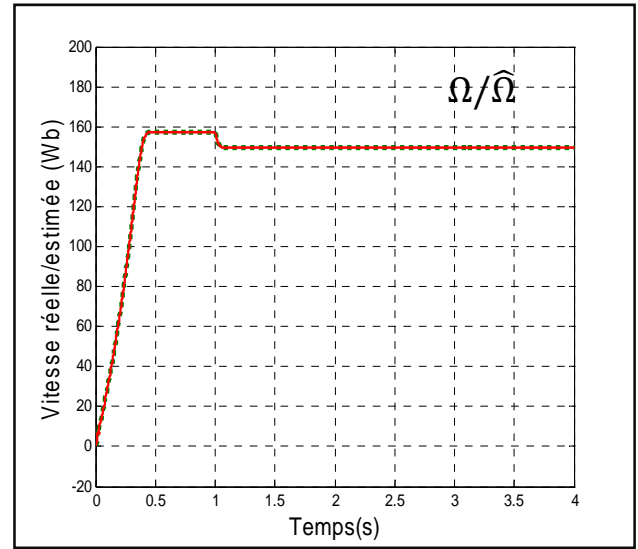


Figure (II-8) : Résultats de simulation d'estimation de vitesse en boucle ouverte.

Les résultats de simulation montrent la robustesse et la précision des estimateurs de vitesse étudiés, cela est justifié par la superposition des courbes réelles et estimées (vitesse estimée /réelle) et car l'erreur d'estimation qui est presque nulle.

L'estimation de la vitesse à partir du modèle mécanique possède un problème majeur que nous estimons la vitesse à partir des grandeurs électriques seules. La qualité de l'estimation se dégrade alors dès qu'une perturbation apparaît, surtout à basse vitesse et à l'arrêt [8], en revanche l'estimateur de vitesse utilisant la relation d'autopilotage, est le plus simple parmi les différents modèles d'estimateurs. Cependant, dû à sa structure de boucle ouverte, sa précision et ses performances dynamiques sont limitées aux basses vitesses.

D'ailleurs, le calcul de la pulsation de glissement et de la vitesse dépend des paramètres du moteur, qui dépendent de la température et de la saturation [10].

A cause des inconvénients liés à l'estimation en boucle ouverte, qu'on a cité précédemment, et qu'ils donnent des conséquences non souhaitables (mauvaise estimation de l'état, divergence de l'estimation), on cherche une solution de ce problème.

La solution aux problèmes d'estimation est l'exploitation des mesures de la sortie du système réel, et comparer les mesures disponibles avec les sorties fournies par l'estimateur, après, l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur au travers d'une matrice de gain de correction  $K$ , c'est ce qu'on entend par observateur.

## II.4 OBSERVATEUR DU FLUX ET DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Précédemment, on a défini les estimateurs de flux rotorique et de vitesse. On a vu aussi que l'utilisation d'un estimateur ne permet pas de maîtriser la dynamique de l'erreur qui est tributaire du système physique. La connaissance des composantes du flux rotorique (et la vitesse de rotation) sont nécessaires pour la commande de la machine à induction. Il est donc préférable que la dynamique du processus d'estimation soit beaucoup plus rapide que celle du système lui-même. D'où l'intérêt d'utiliser des observateurs plutôt que des estimateurs.

Alors dans cette deuxième partie du chapitre, on se propose de développer trois méthodes d'observation du flux rotorique et de vitesse à savoir l'observateur de Luenberger l'observateur par la méthode de Kubota et l'observateur par mode de glissement.

### II.4.1 Modèle de la machine asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$

A présent, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator. Donc, le modèle de la machine asynchrone est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Tel que :

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T, \ Y = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T, \ U = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T$$

Avec :

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix}, \ B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right), \ a_2 = \frac{1-\sigma}{T_r M\sigma}, \ a_3 = \frac{1-\sigma}{M\sigma}, \ a_4 = \frac{M}{T_r}, \ a_5 = -\frac{1}{T_r}, \ \omega = p\Omega.$$

### II.4.2 Observateur de Luenberger

La structure de l'observateur de Luenberger peut être présentée selon la **Figure (II-9)**. Il comprend un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est décrit par l'équation caractéristique du système à observer avec la matrice dynamique **A**. L'introduction de la boucle de correction agissant sur l'erreur d'observation ( $\epsilon = Y - \hat{Y}$ ) permet d'imposer à l'observateur sa dynamique propre. Ainsi, en choisissant de façon judicieuse les gains de la matrice **K**, on peut modifier la vitesse de convergence de  $\epsilon$  vers zéro.

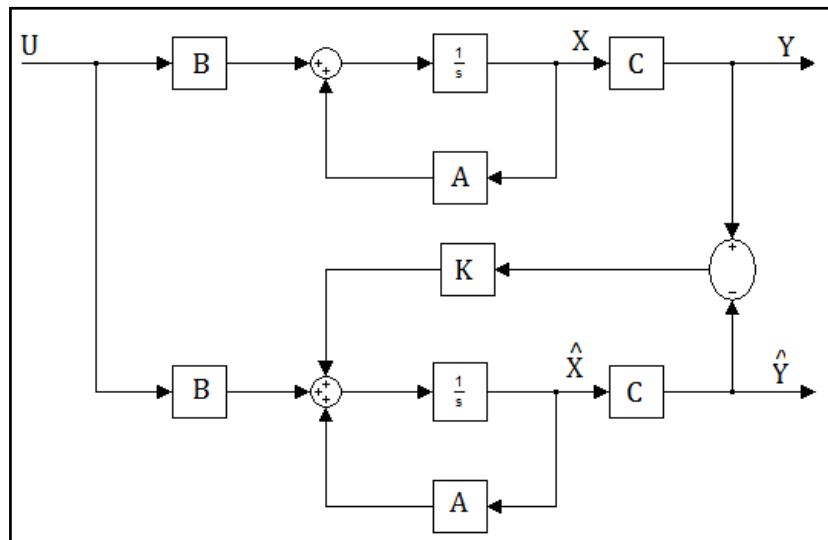


Figure (II-9) : Schéma bloc d'observateur de luenberger.

L'équation de l'observateur peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{X} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En introduisant l'erreur de l'observation  $\varepsilon = Y - \hat{Y}$  dans (II. 24), on obtient :

$$\begin{cases} \hat{X} = A_o\hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

La matrice d'état  $A_o$  détermine la dynamique de l'observateur, elle dépend de la matrice de gains  $K$ , étant donné que  $A_o = A - KC$ .

Pour que l'observation soit acceptable, il faut que cette erreur tende vers zéro. Lorsque cette propriété est satisfaite, l'observateur est dit asymptotique. En conséquence, il faudra choisir  $K$  telle que les valeurs propres de la matrice  $A_o$  soient à parties réelles strictement négatives [8].

#### II.4.2.1 Détermination de la matrice de gain $K$

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état ( $i_{\alpha s}$   $i_{\beta s}$ ), la matrice de sortie  $C$  est simple et aux éléments constants. La matrice  $A(\omega)$  ne dépend que de la vitesse. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice  $A(\omega)$ , ce qui impose une certaine structure à la matrice  $K$ . Elle peut s'écrire [12] :

$$K = \begin{bmatrix} -K_1 & -K_2 & -K_3 & -K_4 \\ K_2 & -K_1 & K_4 & -K_1 \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.26})$$

$K_1, K_2, K_3$ , et  $K_4$  sont données par :

$$\begin{cases} K_1 = (1 - K) \left( \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_2 = (K - 1)\hat{\Omega} \\ K_3 = \frac{1-K^2}{a_3} \left( \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{K-1}{a_3} \left( \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_4 = \frac{K-1}{a_3} \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs  $K$  il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système [12].

### II.4.2.2 Estimation de la vitesse du rotor

Supposons maintenant que la vitesse  $\Omega$  est un paramètre constant inconnu. Il s'agit de trouver une loi d'adaptation qui nous permet de l'estimer.

L'observateur peut s'écrire :

$$\hat{X} = A(\hat{\Omega}).\hat{X} + B.U + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & p\hat{\Omega}a_3 \\ 0 & a_1 & -p\hat{\Omega}a_3 & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p\hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p\hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de Lyapunov. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée par :

$$\dot{e} = (A - KC)e + \Delta A.\hat{X} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p\Delta\Omega a_3 \\ 0 & 0 & -p\Delta\Omega a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p\Delta\Omega \\ 0 & 0 & p\Delta\Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Où :

$$\Delta\Omega = \Omega - \hat{\Omega} \quad (\text{II.32})$$

$$e = X - \hat{X} = [e_{i_{s\alpha}} \ e_{i_{s\beta}} \ e_{\phi_{r\alpha}} \ e_{\phi_{r\beta}}] \quad (\text{II.33})$$

Maintenant, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta\Omega)^2}{\lambda} \quad (\text{II.34})$$

Donc:

$$\dot{V} = \dot{e}^T \{(A - KC)^T + (A - KC)\}e - 2\Delta\Omega \cdot a_3 (e_{i_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \cdot \hat{\Omega} \quad (\text{II.35})$$

De cette équation, on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (II.35). On obtient :

$$\hat{\Omega} = \lambda a_3 (e_{i_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (\text{II.36})$$

Avec  $\lambda$  est une constante positive.

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation. On estime la vitesse par un régulateur PI décrit par la relation suivante :

$$\hat{\Omega} = K_p (e_{i_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) + K_i \int (e_{i_{s\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{II.37})$$

Avec  $K_p$  et  $K_i$  qui sont des constantes positives.

### II.4.2.3 Résultats de simulation

Nous représentons sur la **Figure (II-10)** les résultats d'observation de flux rotorique ( $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\Phi}_{r\beta}$ ) ainsi que son module et son erreur d'observation. La **Figure (II-11)** illustre la vitesse rotorique estimée et son erreur d'observation.

Ces résultats montrent que l'observation donne de bons résultats, le flux rotorique observé et le flux rotorique réel de la machine sont pratiquement identiques, nous remarquons aussi que l'erreur de l'observation tend vers zéro après un temps relativement court.

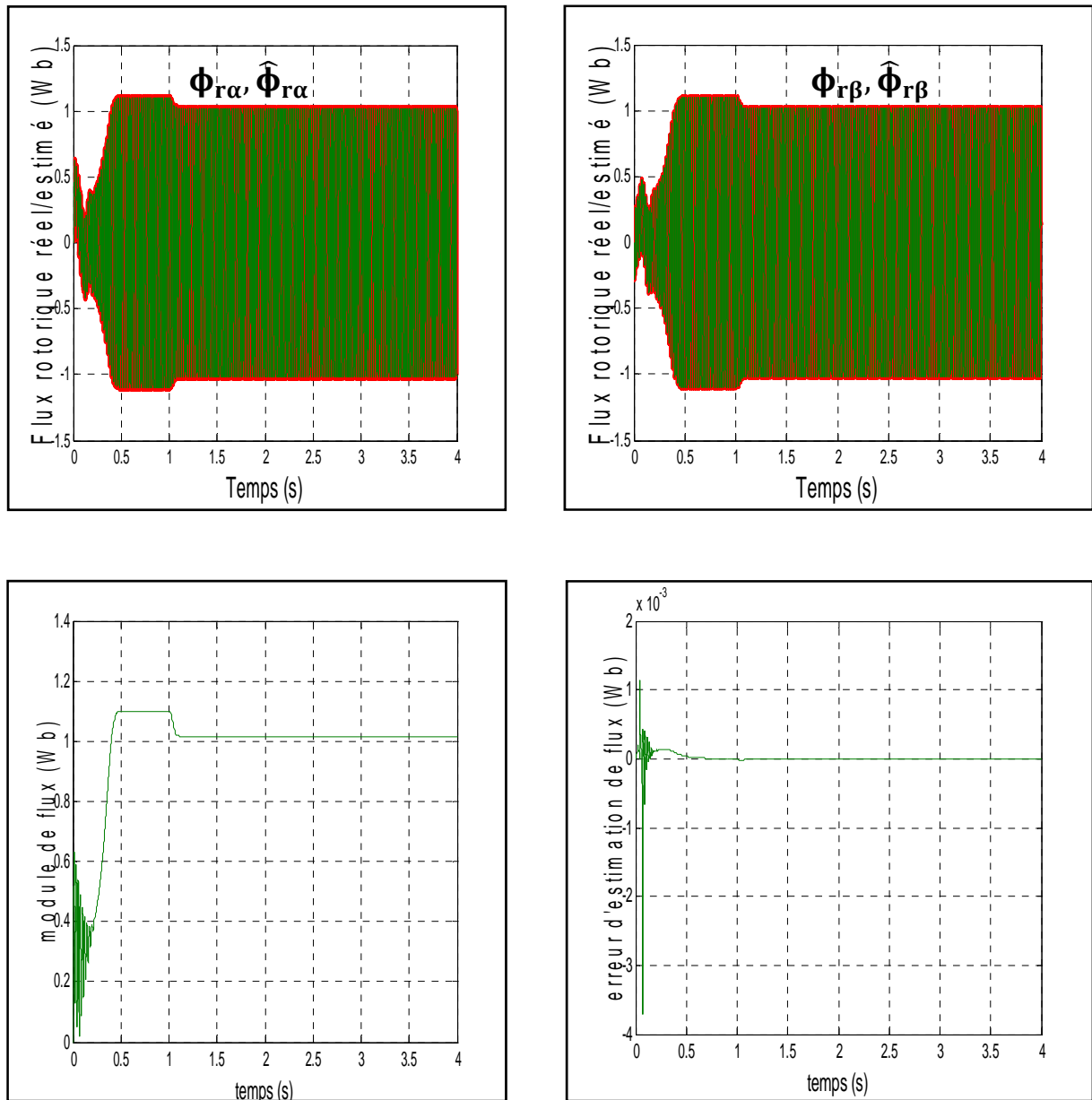


Figure (II-10) : Résultats de simulation de flux rotorique observés  $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'observation.

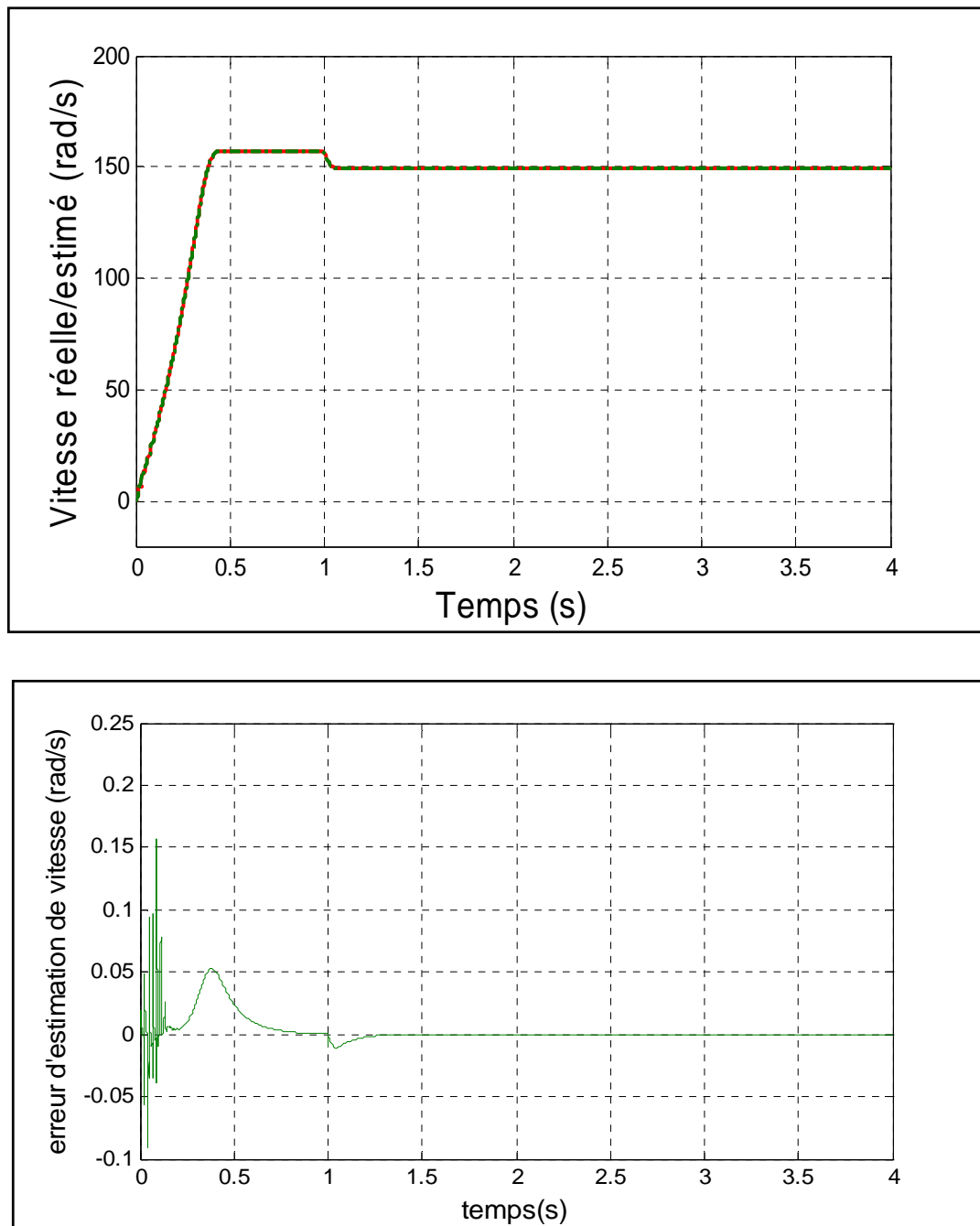


Figure (II-11) : Simulation de la vitesse rotorique observée  $\hat{\Omega}$  et son erreur d'observation.

### II.4.3 Observateur de kubota

Les auteurs de cette méthode, proposent une estimation de la vitesse rotorique de la machine asynchrone, basée sur la théorie de la commande adaptative. Pour se faire, considérons seulement les quatre équations du modèle de la machine données par le système d'équations (II.23), et supposons que seuls les courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont mesurés.

L'observateur est une image du système original auquel on ajoute des gains correcteurs et il est donné par le système suivant [11]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -a_1 \hat{i}_{s\alpha} + a_2 \hat{\Phi}_{r\alpha} + p a_2 T_r \Omega(t) \hat{\Phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} + g_1 (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) - g_2 (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -a_1 \hat{i}_{s\beta} + a_2 \hat{\Phi}_{r\beta} + p a_2 T_r \Omega(t) \hat{\Phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} + g_2 (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) + g_1 (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} = a_4 \hat{i}_{s\alpha} - a_5 \hat{\Phi}_{r\alpha} - p \Omega(t) \hat{\Phi}_{r\beta} + g_3 (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) - g_4 (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} = a_4 \hat{i}_{s\beta} - a_5 \hat{\Phi}_{r\beta} + p \Omega(t) \hat{\Phi}_{r\alpha} + g_4 (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) + g_3 (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Le système (II.38) peut être écrit sous forme d'état suivant:

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\Omega}) \cdot \hat{X} + B \cdot U + G_k \cdot e_{is} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$e_{is} = [(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \quad (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta})]^T \quad (\text{II.40})$$

$$A(\Omega) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & p a_2 T_r \Omega \\ 0 & a_1 & -p a_2 T_r \Omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega \\ 0 & a_4 & p \Omega & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad G_k = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \quad U = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T$$

Si on suppose que la vitesse  $\Omega$  est une constante inconnue, l'observateur peut s'écrire en remplaçant  $\Omega$  par  $\hat{\Omega}$  de la manière suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\Omega}).\hat{X} + B.U + G_k.e_{is} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & pa_2T_r\hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -pa_2T_r\hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p\hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p\hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique qui n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur et elle est donnée par:

$$\dot{\hat{X}} - \dot{X} = (A(\hat{\Omega}).\hat{X} - A(\Omega).X) + G_k.e_{is} \quad (\text{II.44})$$

Les matrices  $A(\hat{\Omega})$  et  $A(\Omega)$  peuvent être décomposées de la manière suivante :

$$\begin{cases} A(\hat{\Omega}) = A_1 + A_2\hat{\Omega} \\ A(\Omega) = A_1 + A_2\Omega \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Où :

$$A_1 = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & 0 \\ 0 & a_4 & 0 & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & pa_2T_r \\ 0 & 0 & -pa_2T_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Posons :  $e = \hat{X} - X$ ,  $\Delta\Omega = \hat{\Omega} - \Omega$  et  $\Delta A_2 = \Delta\Omega.A_2$

On trouve :

$$\dot{e} = (A_1 - G_k.C).e - \Delta A_2.\hat{X} \quad (\text{II.48})$$

Considérons la fonction de Lyapunov donnée par :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta\Omega)^2}{\lambda} \quad (\text{II.49})$$

Sa dérivée devient :

$$\dot{V} = e^T \{(A_1 - G_k \cdot C)^T + (A_1 - G_k \cdot C)\} e - 2a_2 T_r \Delta\Omega (e_1 \hat{\Phi}_{r\beta} - e_2 \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \cdot \dot{\Omega} \quad (\text{II.50})$$

Avec :  $e_1 = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}$  et  $e_2 = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}$

La loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique est peut être déduire à partir l'équation (II.50) en égalisant le deuxième terme et le troisième, on trouve :

$$\hat{\Omega} = -\lambda_k \cdot a_2 T_r (e_1 \hat{\Phi}_{r\beta} - e_2 \hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (\text{II.51})$$

Avec  $\lambda_k$  est une constante positive.

#### II.4.3.1 Détermination de la matrice $G_k$

Les éléments de la matrice  $G_k$  sont choisis de façon à ce que le premier terme de l'équation (II.50) soit semi-défini négatif.

$$\dot{V} = e^T \{(A_1 - G_k \cdot C)^T + (A_1 - G_k \cdot C)\} \cdot e \leq 0 \quad (\text{II.52})$$

$$(A_1 - G_k \cdot C) = \begin{bmatrix} -a_1 + g_1 & -g_2 & a_3 \cdot a_5 & p a_3 \Omega \\ g_2 & -a_1 + g_1 & -p a_3 \Omega & a_3 \cdot a_5 \\ a_4 + g_3 & -g_4 & -a_5 & -p \Omega \\ g_4 & a_4 + g_3 & p \Omega & -a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

$$(A_1 - G_k \cdot C)^T = \begin{bmatrix} -a_1 + g_1 & g_2 & a_4 + g_3 & g_4 \\ -g_2 & -a_1 + g_1 & -g_4 & a_4 + g_3 \\ a_3 \cdot a_5 & -p a_3 \Omega & -a_5 & p \Omega \\ p a_3 \Omega & a_3 \cdot a_5 & -p \Omega & -a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

$$(A_1 - G_k \cdot C) + (A_1 - G_k \cdot C)^T =$$

$$\begin{bmatrix} 2(-a_1 + g_1) & 0 & (a_3 \cdot a_5 + a_4 + g_3) & (pa_3\Omega + g_4) \\ 0 & 2(-a_1 + g_1) & (-pa_3\Omega - g_4) & (a_3 \cdot a_5 + a_4 + g_3) \\ (a_3 \cdot a_5 + a_4 + g_3) & (-pa_3\Omega - g_4) & -2a_5 & 0 \\ (pa_3\Omega + g_4) & (a_3 \cdot a_5 + a_4 + g_3) & 0 & -2a_5 \end{bmatrix}$$

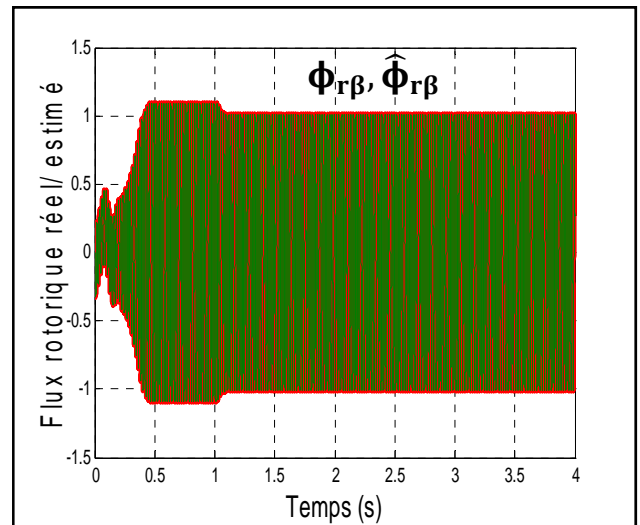
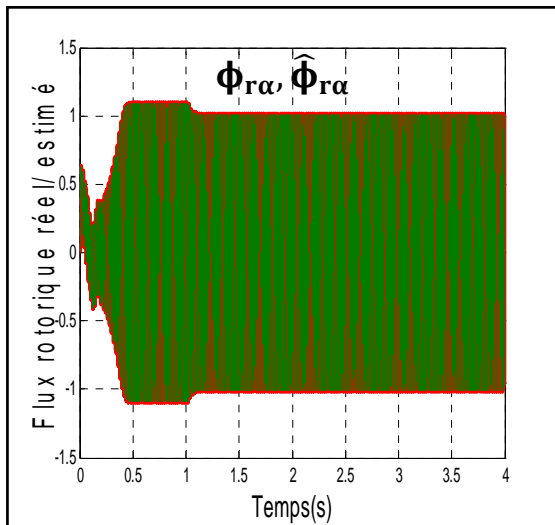
Pour avoir  $\dot{V} \leq 0$  et tenant compte du signe de  $e$  et  $\dot{e}$ , on introduit une constante positive  $k$  on obtient alors les éléments de la matrice  $G_k$  comme suit :

$$\begin{aligned} g_1 &= (1 - k) \cdot a_1 = (1 - k) \left( \frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1 - \sigma}{T_r \sigma} \right) \\ g_2 &= (1 - k) \hat{\Omega} \\ g_3 &= (1 - k) (a_3 \cdot a_5 + a_4) = (1 - k) \left( \frac{M}{T_r} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot T_r \cdot M} \right) \\ g_4 &= -\hat{\Omega} (1 - k) \cdot (pa_3) = -p \hat{\Omega} (1 - k) \left( \frac{1 - \sigma}{\sigma \cdot M} \right) \end{aligned} \tag{II.55}$$

### II.4.3.1 Résultats de simulation

La **Figure (II-12)** représente les résultats de simulation lors du fonctionnement nominal de la machine avec charge nominale de 5N.m. On remarque que le flux rotorique estimé converge vers les valeurs nominales, avec une erreur d'estimation parfaitement nulle.

Les vitesses réelle et observée sont illustrées sur la **Figure (II-13)**. Cet observateur présent de bonnes performances du point de vue précision, présentant des erreurs dynamique et statique nulles.



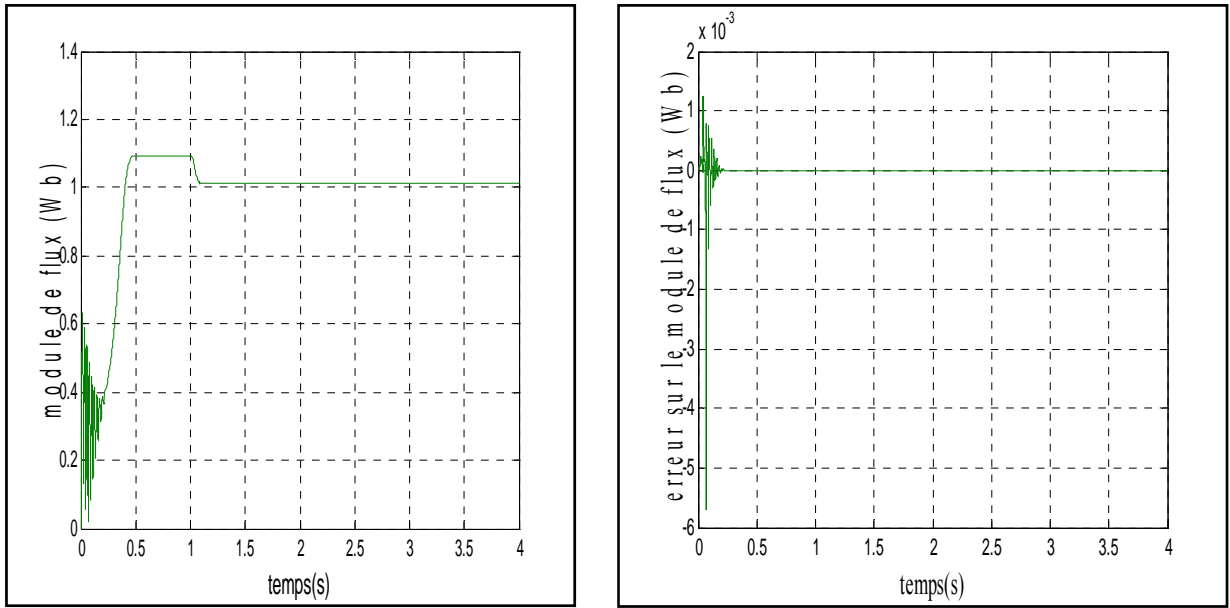


Figure (II-12) : simulation du flux rotorique observés  $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'observation.

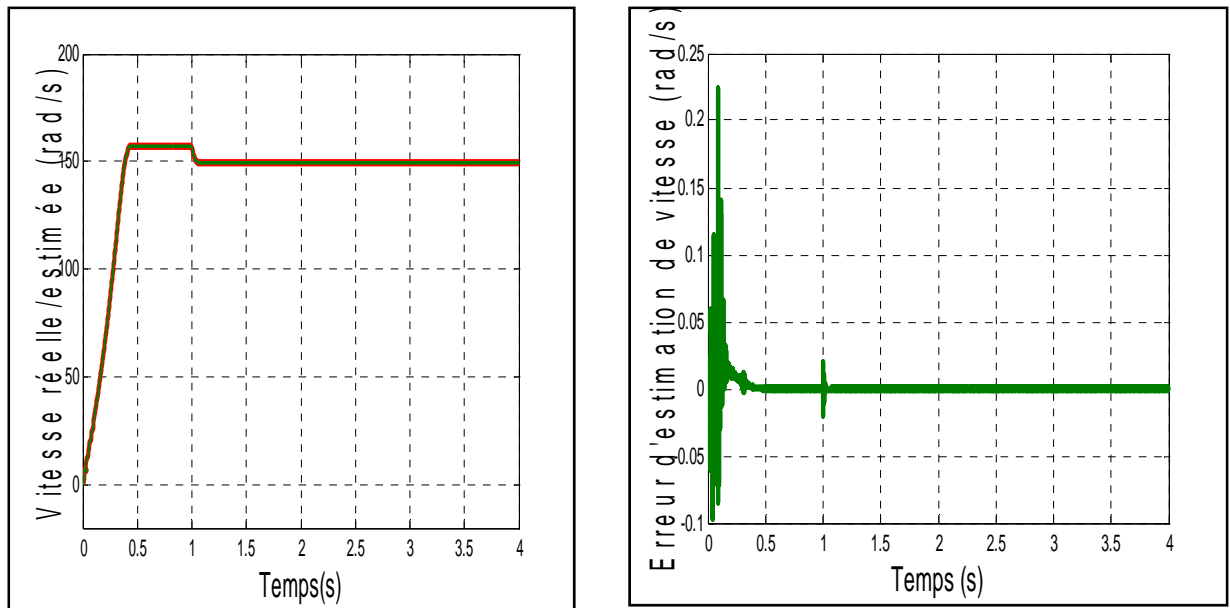


Figure (II-13) : Simulation de la vitesse rotorique observée  $\hat{\Omega}$  et son erreur d'observation.

#### II.4.4 Observateur par mode glissant

L'observation par mode glissant est réputée pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques grâce à l'utilisation de grands gains de correction [10]. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissement choisi et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre. La mise en œuvre de l'utilisation des modes glissants nécessite principalement deux étapes, le choix de la surface et l'établissement des conditions de la convergence. La surface de glissement représente le comportement dynamique désiré du système. Le but est de coïncider la trajectoire d'état du système à cette surface de glissement définie par :

$$S = \{x : \delta(x, t) = 0\} \quad (\text{II.56})$$

Pour réaliser ce but, la solution peut être calculée à partir de la condition que la quantité  $\delta(x, t) = 0$  est stable. La commande devrait être choisie telle que les dynamiques du système se convergent vers les surfaces de glissement en respectant les critères de stabilité de Lyapunov.

##### II.4.4.1 Observateur par mode glissant du flux rotorique

Notre objectif est de stabiliser la dynamique d'erreur, ceci, en respectant la méthodologie suivante proposée par [13] :

- ✚ Définir une surface  $\delta(x, t)$  sur la quelle l'erreur d'estimation de la sortie est stable et nulle.
- ✚ Etablir les conditions de glissement c'est-à-dire le calcul des gains à fin que toutes les trajectoires du système tendant vers la surface (attraction) et restent stables (invariance).

Pour le système (II.23), un observateur à mode glissant s'écrit de façon classique sous la forme [2], [13] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + G_g I_{sg} \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Où :

$G_g$  Est la matrice gain de l'observateur, cette matrice doit être synthétisé de façon à stabiliser l'erreur  $\tilde{X} = X - \hat{X}$ .

Sur la base du modèle normalisé  $(\alpha, \beta)$ , l'observateur de flux, qui représente une copie du système (II.23) complété par des termes additifs, est représenté comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -a_1 i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} + Kp\Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} + g_1 I_{sg} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -a_1 i_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} - Kp\Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} + g_2 I_{sg} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} - p\Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + g_3 I_{sg} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} + p\Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + g_4 I_{sg} \end{cases} \quad (II.58)$$

Avec :

$g_1, g_2, g_3, g_4$  Les gains de l'observateur et  $K = a_3$

Le vecteur  $I_{sg}$  est donné par :

$$I_{sg} = \text{sgn}(s) = \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (II.59)$$

**Sgn** : est la fonction non linéaire classique (signe) définie comme suit :

$$\text{sgn} = \begin{cases} 1 & \text{si } (i_s - \hat{i}_s) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (i_s - \hat{i}_s) < 0 \end{cases} \quad (II.60)$$

Avec :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (II.61)$$

Et :

$$\Gamma = \frac{1}{\beta} \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & -Kp\Omega \\ Kp\Omega & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \beta = \left[ \frac{K}{T_r} \right]^2 + K^2 p^2 \Omega^2$$

Mettant  $e_i = x_i - \hat{x}_i$ , la dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{K}{T_r} e_3 + Kp\Omega e_4 - g_1 I_{sg} \\ \dot{e}_2 = \frac{K}{T_r} e_4 - Kp\Omega e_3 - g_2 I_{sg} \\ \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 - p\Omega e_4 - g_3 I_{sg} \\ \dot{e}_4 = -\frac{1}{T_r} e_4 + p\Omega e_3 - g_4 I_{sg} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

L'analyse de la stabilité du système précité consiste à déterminer  $g_1$  et  $g_2$  pour assurer que la surface de glissement  $S = 0$ . Par la suite,  $g_3$  et  $g_4$  sont déterminés de telle sorte que le système d'ordre réduit obtenu lorsque  $S \equiv \dot{S} \equiv 0$  est localement stable [2].

Supposons que les variables d'état  $\phi_{r\alpha}$  et  $\phi_{r\beta}$  sont bornées, et considérons le système (II.58) avec les matrices de gain suivantes [11]:

$$[g_1 \ g_2] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.63})$$

Et

$$[g_3 \ g_4] = \begin{bmatrix} g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_1 & -p\Omega\delta_2 \\ p\Omega\delta_1 & (q_2 - \frac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.64})$$

Utilisons la fonction de Lyapunov :  $V = \frac{S^T S}{2}$ , où sa dérivé est donné par :  $\dot{V} = S^T \dot{S}$ , et à partir de l'équation (II.61), on a :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \Gamma \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + \dot{\Gamma} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \\ &= \Gamma \left[ \begin{pmatrix} \frac{K}{T_r} & Kp\Omega \\ -Kp\Omega & \frac{K}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sgn}(S_3) \\ \text{sgn}(S_4) \end{pmatrix} \right] + \dot{\Gamma} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.65})$$

$$\text{Où } \dot{\Gamma} = \begin{pmatrix} a & -b \\ b & a \end{pmatrix} \text{ avec } a = \frac{-K}{T_r} \frac{2K^2\omega\dot{\omega}}{\beta^2} \text{ et } b = K \frac{\beta\dot{\omega} - 2K^2\omega^2\dot{\omega}}{\beta^2}$$

$$\text{Tenons en considération que } \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$$

Et que :

$$\Gamma^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & Kp\Omega \\ -Kp\Omega & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix}$$

On à:

$$\dot{V} = S^T \left[ \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sgn}(S_3) \\ \text{sgn}(S_4) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a & -b \\ b & a \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{II.66})$$

D'après l'équation (II.66)  $\dot{V}$  est négatif si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{cases} \delta_1 > |e_3|_{\max} \\ \delta_2 > |e_4|_{\max} \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

Sur la surface de glissement  $S = 0$ , on a  $\dot{S}_1 = 0$  et  $\dot{S}_2 = 0$  ou, de façon équivalente,  $\dot{e}_1 = \dot{e}_2 = 0$ . Ceci transforme les équations dynamiques de  $e_1$  et  $e_2$  en des équations algébriques suivantes :

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \Gamma^{-1} \left[ \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \tilde{I}_{sg} \right] \quad (\text{II.68})$$

Où le vecteur  $\tilde{I}_{sg}$  est donné par :

$$\tilde{I}_{sg} = \begin{pmatrix} \frac{e_3}{\delta_1} \\ \frac{e_4}{\delta_2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Le système d'ordre réduit de l'erreur d'observation peut être donné par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 - p\Omega e_4 - g_3 \tilde{I}_{sg} \\ \dot{e}_4 = -\frac{1}{T_r} e_4 + p\Omega e_3 - g_4 \tilde{I}_{sg} \end{cases} \quad (\text{II.70})$$

Substituons (II.64) et (II.69) dans (II.70), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases}$$

La dynamique de l'erreur d'observation est stable pour :  $q_1, q_2 > 0$ .

Nous avons maintenant 4 gains à régler :  $\delta_1, \delta_2, q_1$  et  $q_2$  qui jouent respectivement le rôle de  $g_1, g_2, g_3$  et  $g_4$ .

#### II.4.4.2 Estimateur de vitesse par mode de glissement

On a la dynamique de l'erreur de l'observation de flux donné par l'équation (II.62) qui peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\dot{e}(\Omega) = A(\Omega).e + G_g(\Omega).I_{sg}(\Omega) \quad (\text{II.71})$$

Avec :

$$\dot{e}(\Omega) = \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix}; A(\Omega) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K}{T_r} & Kp\Omega \\ 0 & 0 & -Kp\Omega & \frac{K}{T_r} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & 0 & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; G_g(\Omega) = \begin{bmatrix} a_1 \cdot \delta_1 & a_2 \Omega \cdot \delta_2 \\ -a_2 \Omega \cdot \delta_1 & a_2 \cdot \delta_2 \\ (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_1 & -p\Omega\delta_2 \\ p\Omega\delta_1 & (q_2 - \frac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix}$$

On remplace la vitesse rotorique  $\Omega$  par son estimée  $\hat{\Omega} = \Omega - \Delta\Omega$ , dans le système (II.71), on obtient [13]:

$$\dot{e}(\hat{\Omega}) = A(\hat{\Omega}).e + G_g(\hat{\Omega}).I_{sg}(\hat{\Omega}) \quad (\text{II.72})$$

Avec :

$$A(\hat{\Omega}) = A(\Omega) + \Delta A \quad (\text{II.73})$$

$$G_g(\hat{\Omega}) = G_g(\Omega) + \Delta G_g \quad (\text{II.74})$$

$$I_{sg} = \text{sgn} \begin{bmatrix} S_3 + \frac{a_2 \cdot e_2 \cdot \Delta\Omega}{\beta} \\ S_4 + \frac{a_2 \cdot e_1 \cdot \Delta\Omega}{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

Et

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K}{T_r} & -Kp\Delta\Omega \\ 0 & 0 & Kp\Delta\Omega & \frac{K}{T_r} \\ 0 & 0 & 0 & p\Delta\Omega \\ 0 & 0 & -p\Delta\Omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

$$\Delta G_g = \begin{bmatrix} 0 & -Kp\Delta\Omega \cdot \delta_2 \\ Kp\Delta\Omega \cdot \delta_1 & 0 \\ 0 & p\Delta\Omega \delta_2 \\ p\Delta\Omega \delta_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

L'idée c'est d'appliquer le critère de stabilité de Lyapunov pour voir la convergence de l'erreur vers zéro, pour cela on choisit la fonction de Lyapunov de la forme suivante [13] :

$$V = \frac{1}{2} e \cdot e^T + \frac{1}{2\lambda} (\Delta\Omega)^2 \quad (\text{II.78})$$

La dérivée de cette fonction par rapport au temps est :

$$\dot{V} = e^T \cdot \dot{e}(\hat{\Omega}) + \frac{1}{\lambda} \Delta\Omega \cdot \dot{\hat{\Omega}} \quad (\text{II.79})$$

Substituons (II.72) dans (II.79), on trouve :

$$\dot{V} = e^T \{ (A(\Omega) + \Delta A) \cdot e - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg}(\Omega) \} + e^T \cdot G_g \cdot I_{sg} - e^T \cdot G_g \cdot I_{sg} + \frac{1}{\lambda} \Delta\Omega \cdot \dot{\hat{\Omega}}$$

Enfin, on trouve :

$$\dot{V} = e^T (A(\Omega) \cdot e - G_g \cdot I_{sg}) + e^T (G_g \cdot I_{sg} - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg}(\Omega)) + \frac{1}{\lambda} \Delta\Omega \cdot \dot{\hat{\Omega}} + e^T \cdot \Delta A \cdot e \quad (\text{II.80})$$

Avec :

$$e^T \cdot \Delta A \cdot e = \Delta\Omega \cdot \{ p \cdot K \cdot (e_1 \cdot \hat{\Phi}_{r\beta} - e_2 \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha}) \} + p \cdot K \cdot \Delta\Omega (e_2 \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha} - e_1 \cdot \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{II.81})$$

On pose l'égalité suivante :

$$\frac{1}{\lambda} \Delta\Omega \cdot \dot{\hat{\Omega}} + \Delta\Omega \{ p \cdot K \cdot (e_2 \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha} - e_1 \cdot \hat{\Phi}_{r\beta}) \} = 0 \quad (\text{II.82})$$

La loi d'adaptation pour la vitesse rotorique est déduite à partir de (II.82) si  $\Delta\Omega \neq 0$ .

$$\dot{\hat{\Omega}} = -\lambda \cdot K \cdot p \cdot (e_1 \cdot \hat{\Phi}_{r\beta} - e_2 \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (\text{II.83})$$

Alors l'équation (II.80) devient :

$$\dot{V} = e^T \cdot e + e^T \{ G_g \cdot I_{sg} - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg}(\hat{\Omega}) \} + p \cdot K \cdot \Delta\Omega (e_2 \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha} - e_1 \cdot \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{II.84})$$

Le terme  $e^T \cdot e$  étant défini négatif, donc la condition de la stabilité globale du système définie par l'équation suivante :

$$e^T \{ G_g \cdot I_{sg} - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg} \} + p \cdot K \cdot \Delta\Omega (e_2 \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha} - e_1 \cdot \hat{\Phi}_{r\beta}) < 0 \quad (\text{II.85})$$

#### II.4.4.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation exposés sur la **Figure (II-14)**, représentent les allures de flux rotorique estimé  $\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'estimation, on voit bien qu'en boucle ouverte, le flux rotorique n'est pas perturbé par l'introduction de la charge nominale appliquée à  $t = 1s$ .

La **Figure (II-15)**, montre l'évolution de la vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation par rapport à la vitesse réelle.

On peut remarquer aussi que l'observateur de flux et de vitesse possèdent des dynamiques très rapides pour l'annulation des erreurs du flux et de la vitesse.

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant (le problème de chattering) peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue, et en remplaçant la fonction signe par la fonction continue (adoucies).

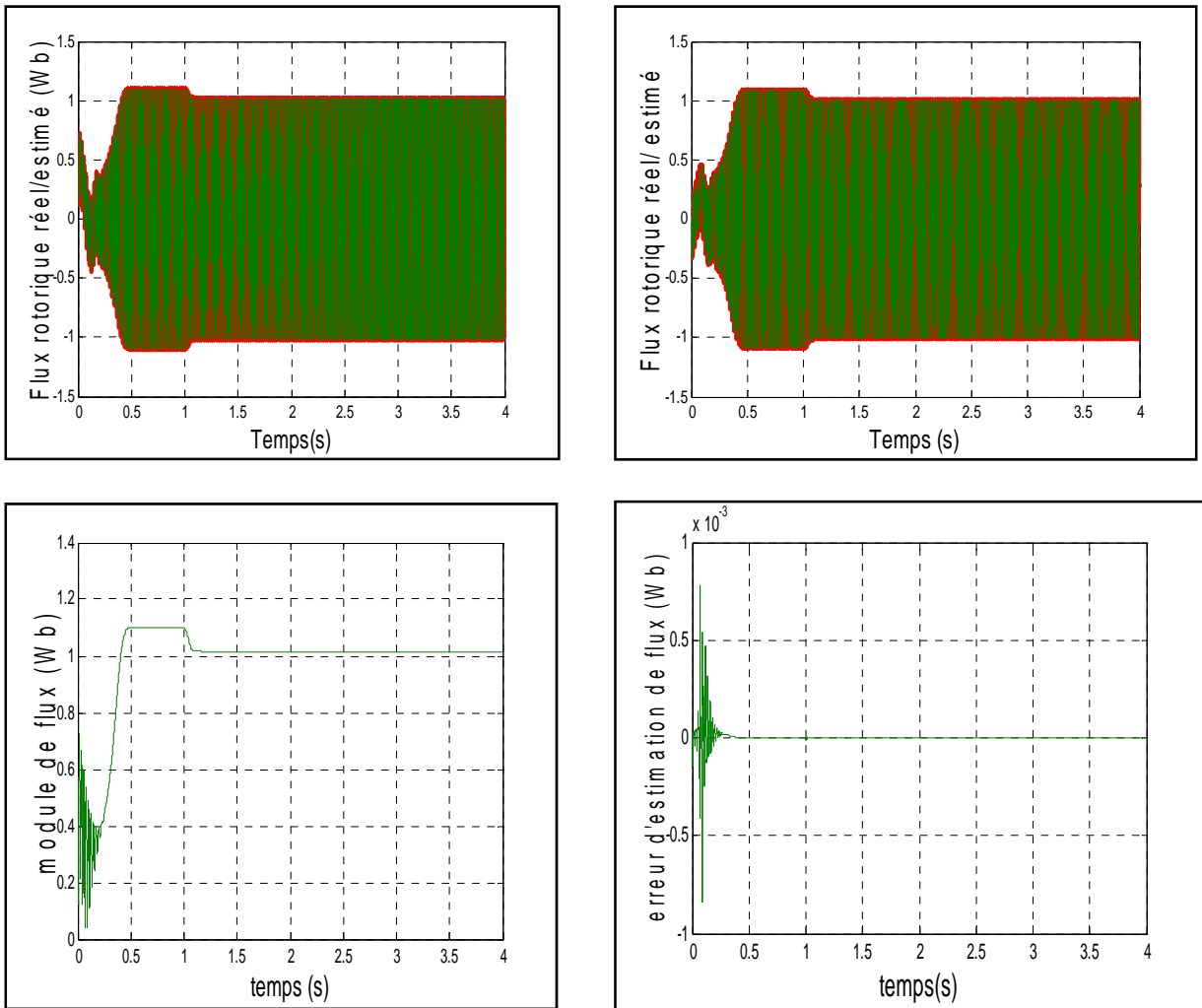


Figure (II-14) : simulation du flux rotorique observés  $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ ,  $\hat{\Phi}_{r\beta}$ , le module et son erreur d'observation.

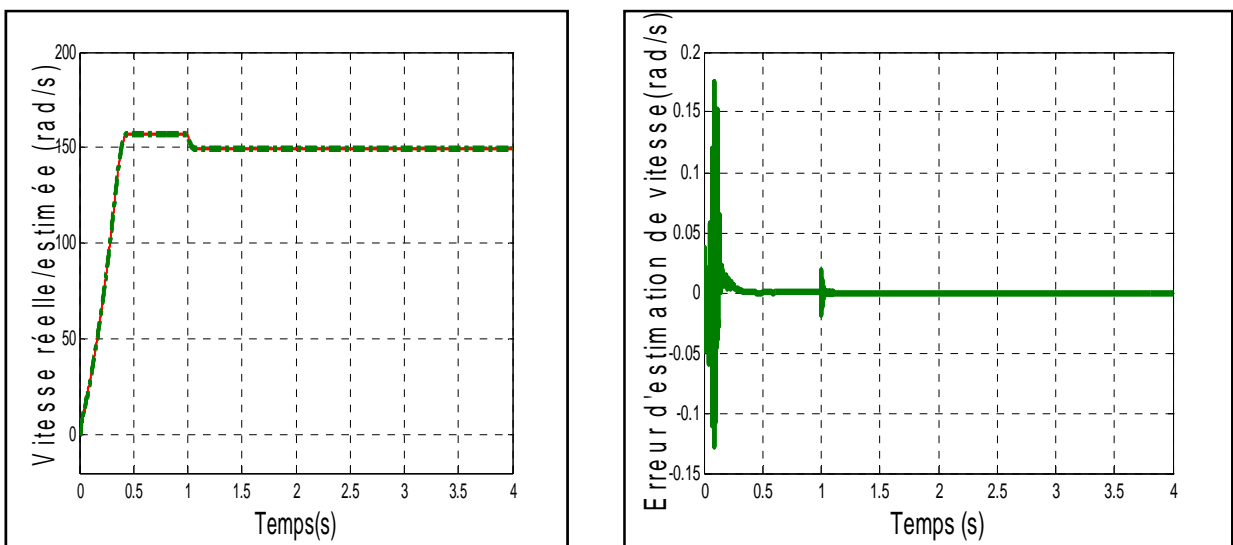


Figure (II-15) : Simulation de la vitesse rotorique observée  $\hat{\Omega}$  et son erreur d'observation.

## **II.5 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons étudié et simulé plusieurs techniques d'estimation et d'observation du flux rotorique et de la vitesse de la machine asynchrone. Celles-ci sont données successivement par des estimateurs du flux (modèle en courant, modèle en tension), par un estimateur de vitesse à l'aide d'un modèle mécanique et à partir de la relation d'autopilotage, par l'observateur de luenberger, par l'observateur de kubota et enfin par l'observateur par modes glissants. Les résultats de simulations sont satisfaisants et acceptables, car les erreurs entre ces résultats et celles obtenues par le modèle de la machine sont nulles.

Les méthodes d'estimation en boucle ouverte sont faciles à implanter, mais elles possèdent des inconvénients et des problèmes de la divergence de l'estimation dans les cas des perturbations. Par contre les observateurs présentent de bonnes performances car l'utilisation des termes correcteurs assurent la stabilité du système et l'annulation rapide des erreurs. Les observateurs présentés dans ce chapitre, seront exploités par la suite dans la commande de la machine asynchrone pour aboutir à une commande sans capteur.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons lui appliquer une commande par backstepping, qui sera développée dans le chapitre suivant.

### III.1.Introduction :

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de la recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commande robustes. Ces techniques évoluent d'une façon excessive avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande Floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement, la commande par backstepping...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [14].

La technique du backstepping a été appliquée pour différents moteurs électriques en particulier le moteur asynchrone [15]. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale de commande.

Ce chapitre présente l'application du backstepping à la commande de la machine asynchrone, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer les erreurs entre les grandeurs de références et réelles de vitesse, de flux et de courant. A la fin du chapitre, il sera présenté les résultats de simulation de cette commande.

### III.2-GENERALITES SUR LE PRINCIPE DU BACKSTEPPING

Le principe du backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovii & Sussmann(1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant.

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. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités.

### III.3- COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'approche du backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Dans ce qui va suivre, nous allons tout d'abord donner le principe de la commande vectorielle, en suite sera exposée l'application du backstepping à la commande de la machine.

#### III.3.1- Principe de la commande Vectorielle par orientation du flux

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. En parlant d'orientation du flux rotorique, c'est plutôt le système d'axe (d-q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe « d » soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_d = \text{cste} \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

En imposant  $\phi_{rq} = 0$ , les équations (I.27), (I.28) de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

L'équation de couple est donnée par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} [\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}] \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \quad (III.4)$$

De l'équation (III.4) on obtient :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (III.5)$$

$$\phi_r \left( 1 + T_R \frac{d}{dt} \right) = M i_{sd} \quad (III.6)$$

Si le flux rotorique est maintenu constant on aura d'après le système (III.2),  $i_{rd} = 0$ , c'est à dire le flux rotorique et le courant rotorique restent en quadrature, l'expression (III.6) montre que l'évolution du flux rotorique suit celle du courant statorique.

Finalement en combinant les équations (III.3), (III.5) et (III.6) on obtient l'expression du couple:

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = K i_{sd} i_{sq} \quad (III.7)$$

Donc on aboutit à une expression analogue à celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante car  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont des composantes continues, on peut dire qu'avec l'orientation du flux, le contrôle du couple devient linéaire, et réglable par action sur  $i_{sq}$  lorsque le flux  $\phi_r$  est maintenu constant.

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -y i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + K \omega \phi_{r\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -y i_{s\beta} - K \omega \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{J L_r} [\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (III.8)$$

Ce modèle considère le coefficient de frottement  $f$  nul. La transformation  $((\alpha, \beta) \rightarrow (d, q))$  est donnée par:

$$[X_{dq}] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} [X_{\alpha\beta}] \quad (\text{III.9})$$

Où :

$X$  : peut être le courant statorique  $\mathbf{i}_s$ , le flux rotorique  $\Phi_r$ , ou la tension statorique  $V_s$ .

$\theta_s$  : représente la position du rotor définie par:

$$\theta_s = \arctg \left( \frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \right) \quad (\text{III.10})$$

Le module du flux rotorique est donné par :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le nouveau modèle de la machine dans le repère (d, q) est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -y i_{sd} + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} + \omega i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -y i_{sq} - \frac{M}{T_r} \frac{i_{sd} i_{sq}}{\phi_d} - \omega i_{sd} - K \omega \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_d \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{J L_r} \phi_d i_{sq} - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Avec : } y = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2}, K = \frac{pM}{L_r}.$$

La composante du flux rotorique  $\phi_{rq}$  est nulle dans le repère tournant (d, q), ce qui nous permet d'avoir un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique.

### III.3.2-Application du principe du Backstepping à la commande de la machine asynchrone

La technique de commande par backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov. Il s'agit de choisir au départ une fonction de Lyapunov pour le premier sous-système et de l'augmenter au fur et à mesure que l'on stabilise les différents sous-systèmes successifs, pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale qui stabilise le système global. L'application du backstepping à la commande de la machine est divisée en trois étapes.

#### ➤ Etape 1

Cette étape, consiste à identifier les erreurs  $e_1$  et  $e_2$ , qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle  $\Omega$  et la vitesse de référence  $\Omega_{ref}$  ainsi que le module du flux rotorique  $\phi_d$  et celui de référence  $\phi_{ref}$ . Il s'agit de remplacer les deux régulateurs de vitesse et de flux dans le cas de la commande vectorielle en calculant les valeurs de références des composantes du courant statotique.

$$e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.13)$$

$$e_2 = \phi_{ref} - \phi_d$$

Donc on peut écrire :

$$[e_{12}] = [X_{ref}] - [X] \quad (III.14)$$

Avec :  $[e_{12}] = [e_1 \ e_2]^T$  ;  $[X_{ref}] = [\Omega_{ref} \ \phi_{ref}]^T$  et  $[X] = [\Omega \ \phi_d]^T$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} [\dot{e}_{12}] &= [\dot{X}_{ref}] - [\dot{X}] \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \dot{\Omega}_{ref} \\ \dot{\phi}_{ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{pM}{JL_r} \phi_d i_{sq} & -\frac{C_r}{J} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} & -\frac{1}{T_r} \phi_d \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Omega}_{réf} \\ \dot{\phi}_{réf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{PM}{JL_r} \phi_d & 0 \\ 0 & -\frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{C_r}{J} \\ \frac{\phi_d}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Avec  $[I_s] = [i_{sq} \ i_{sd}]^T$ .

La première fonction de Lyapunov est :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \Rightarrow \dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (\text{III.16})$$

Pour avoir une convergence des erreurs  $[e_{12}]$  vers zéro, il faut que la dérivée  $\dot{V}_1$  soit négative.

On choisit les fonctions stabilisantes comme suit :

$$[I_{sréf}] = - \begin{bmatrix} \frac{JL_r}{pM\phi_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_r}{M} \end{bmatrix} \cdot [e_{12}] + \begin{bmatrix} \frac{JL_r}{pM\phi_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_r}{M} \end{bmatrix} \cdot [\dot{X}_{réf}] + \begin{bmatrix} \frac{C_r L_r}{pM\phi_d} \\ \frac{\phi_d}{M} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Avec :  $[I_{sréf}] = [(i_{sq})_{réf} \ (i_{sd})_{réf}]^T$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -K_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -K_2 e_2 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 < 0 \quad (\text{III.20})$$

Où :  $K_1, K_2$  gains positifs.

### ➤ Etape 2

On définit dans cette étape deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique comme suit :

$$[e_{34}] = [I_{sréf} - I_s]$$

$$[e_{34}] = - \begin{bmatrix} \frac{K_1 L_r}{pM\phi_d} & 0 \\ 0 & \frac{K_2 T_r}{M} \end{bmatrix} \cdot [e_{12}] + \begin{bmatrix} \frac{JL_r}{pM\phi_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_r}{M} \end{bmatrix} \cdot [\dot{X}_{réf}] + \begin{bmatrix} \frac{C_r L_r}{pM\phi_d} \\ \frac{\phi_d}{M} \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

La dérivée de (III.21) donne :

$$\begin{aligned} [\dot{e}_{34}] &= [\dot{I}_{sréf}] - [\dot{I}_s] \\ &= [\dot{I}_{sréf}] - \begin{bmatrix} -y i_{sq} - \frac{M}{T_r \phi_d} i_{sq} i_{sd} - \omega i_{sd} - K \omega \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ -y i_{sd} + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} + \omega i_{sd} + \frac{K}{T_r} \phi_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{bmatrix} \\ &= [\dot{I}_{sréf}] - \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (III.22)$$

Où :

$$\begin{cases} \delta_1 = -y i_{sq} - \frac{M}{T_r \phi_d} i_{sq} i_{sd} - \omega i_{sd} - K \omega \phi_d \\ \delta_2 = -y i_{sd} + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} + \omega i_{sd} + \frac{K}{T_r} \phi_d \end{cases} \quad (III.23)$$

A partir (III.21), l'expression (III.15) devient :

$$[\dot{e}_{12}] = \begin{bmatrix} -K_1 & 0 & \frac{PM}{JL_r} & 0 \\ 0 & -K_2 & 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [e_{12}] \\ [e_{34}] \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

### ■ Etape 3

Cette dernière étape consiste à remplacer les deux régulateurs du courant statorique tout en donnant les lois de commande données par la tension statorique. Pour cela on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (\text{III.25})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{III.26})$$

A partir (III.22) et (III.26) on a :

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 + e_3 \left( \dot{i}_{sq_{ref}} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) + e_4 \left( \dot{i}_{sd_{ref}} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \quad (\text{III.27})$$

$K_3, K_4$  sont définis positifs.

On ajoute et soustrait le terme  $K_4 e_4^2$  à l'équation (III.27) on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -K_1 e_1^2 - K_2 e_2^2 - K_3 e_3^2 - K_4 e_4^2 + e_3 \left( K_3 e_3 + \dot{i}_{sq_{ref}} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) + \\ & e_4 \left( K_4 e_4 + \dot{i}_{sd_{ref}} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

Pour garantir la stabilité :  $\dot{V}_2 < 0$  donc :

$$e_3 \left( K_3 e_3 + \dot{i}_{sq_{ref}} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) + e_4 \left( K_4 e_4 + \dot{i}_{sd_{ref}} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) = 0 \quad (\text{III.29})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_3 e_3 + \dot{i}_{sq_{ref}} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} = 0 \\ K_4 e_4 + \dot{i}_{sd_{ref}} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Les tensions de commande seront choisies comme suit :

$$\begin{cases} V_{sq} = K_3 \sigma L_s e_3 + \sigma L_s \dot{i}_{sq_{réf}} - \sigma L_s \delta_1 \\ V_{sd} = K_4 \sigma L_s e_4 + \sigma L_s \dot{i}_{sd_{réf}} - \sigma L_s \delta_2 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Alors la dérivée de l'erreur  $[\dot{e}_{34}]$  sera de la forme :

$$[\dot{e}_{34}] = \begin{bmatrix} -\frac{pM}{JL_r} & 0 & -K_3 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & 0 & -K_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{12} \\ e_{34} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

En combinant les équations (III.24) et (III.32), on peut avoir :

$$\dot{e} = A \cdot e \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -K_1 & 0 & \frac{pM}{JL_r} & 0 \\ 0 & -K_2 & 0 & \frac{M}{T_r} \\ -\frac{pM}{JL_r} & 0 & -K_3 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & 0 & -K_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

$$e = [e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4]$$

On peut avoir finalement l'erreur se la forme suivante :

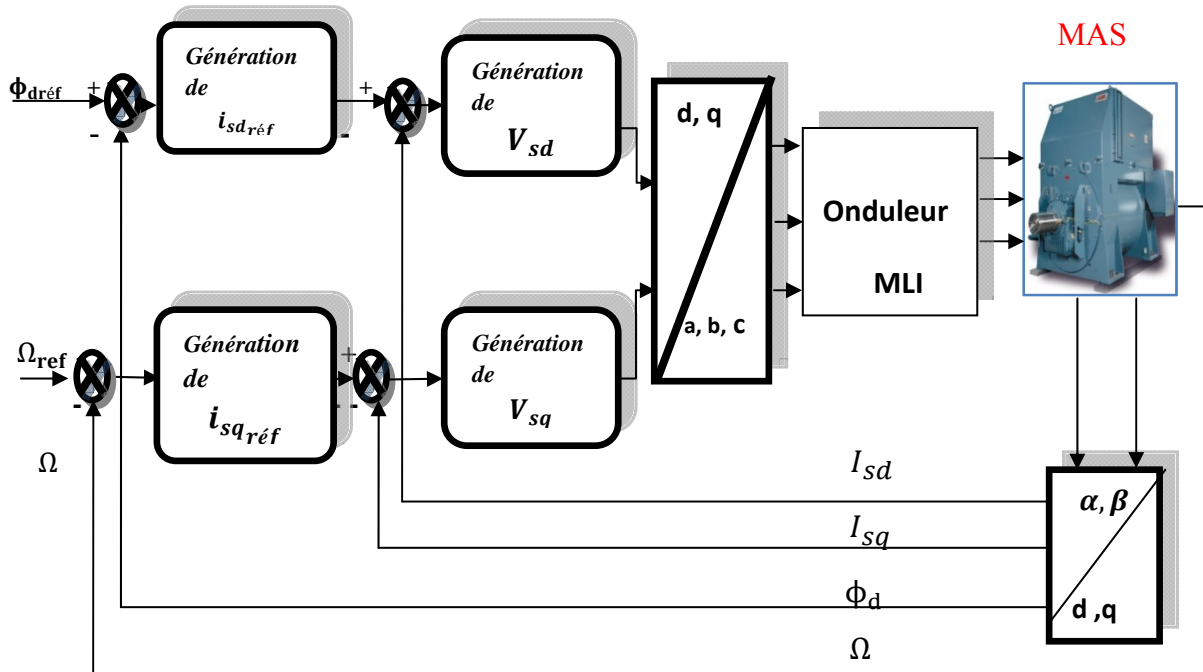
$$e = \exp(At) \quad (\text{III.35})$$

Les valeurs de  $A$  étant négatives ce qui permet de garantir une convergence de l'erreur vers zéro.

### III.4-STRUCTURE GENERALE DU CONTRÔLE PAR BACKSTEPPING

Les expressions (III.18) et (III.31) peuvent être exploitées directement pour réaliser la commande par Backstepping de la machine, cette commande est représentée par le schéma général de La **Figure (III.1)**

Une première étape de la commande par Backstepping consiste à générer les courants statoriques de références  $[I_{sref}]$  à partir des erreurs de vitesse et de flux  $[e_{12}]$ . Les courants statoriques générés représentant alors la commande fictive. L'erreur entre ces références et les grandeurs réelles correspondantes, résulte de nouvelles erreurs  $[e_{34}]$ . Enfin on adapte la loi de commande  $[V_S]$ .



**Figure (III.1) : Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.**

### III.5- RESULTATS DE SIMULATION

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI, et pilotée par une commande par backstepping.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : fonctionnement nominal, variation de vitesse, variation de la charge et variation paramétrique. Pour chaque mode de fonctionnement, nous

visualisons la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant statorique d'une phase ainsi que le flux rotorique direct et en quadrature.

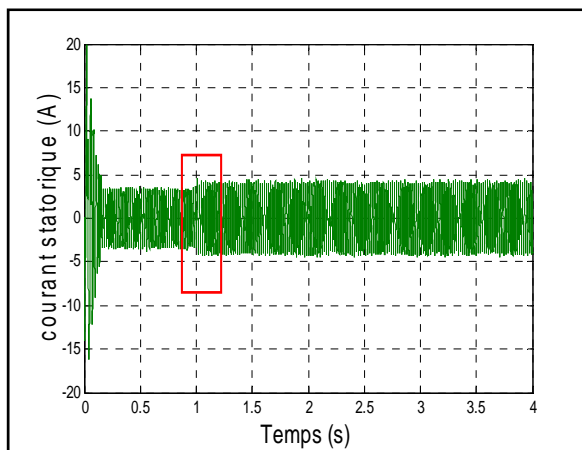
### III.5.1- Fonctionnement nominal de la machine

La **Figure (III.3)** présente l'évolution des grandeurs régulées dans les conditions nominales et avec une charge nominale  $C_r = 5\text{N.m}$  appliquée à l'instant 1 s.

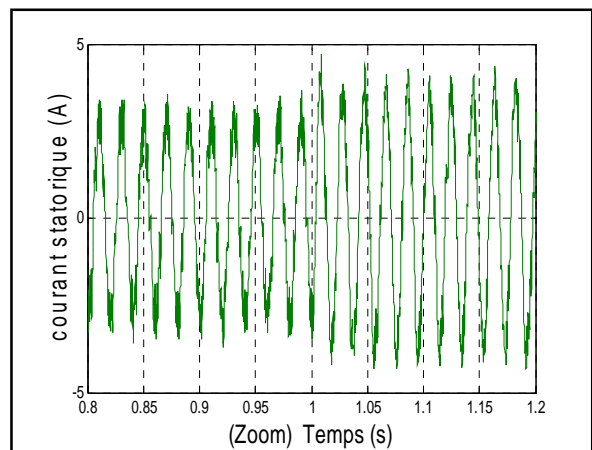
Les résultats de la simulation démontrent les performances de cette commande. On remarque que le découplage est parfait, la machine suit les contraintes imposées :

- ✚ les courants statoriques présentent des grandeurs parfaitement sinusoïdales
- ✚ La vitesse suit sa valeur de référence (157 rad/s) avec un temps de réponse  $t_r = 0.2\text{s}$ .
- ✚ Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence.
- ✚ De même pour le flux rotorique qui rejoint rapidement sa composante directe alors que sa composante en quadrature est nulle.
- ✚ Les erreurs  $e_1, e_2$  sont parfaitement nulles.

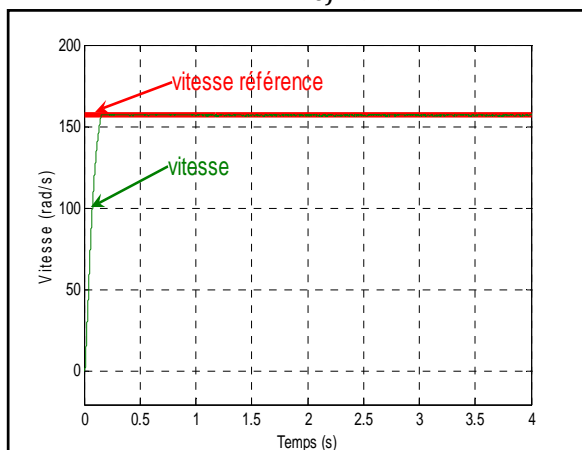
Courant  $i_{s\alpha}$  (A)



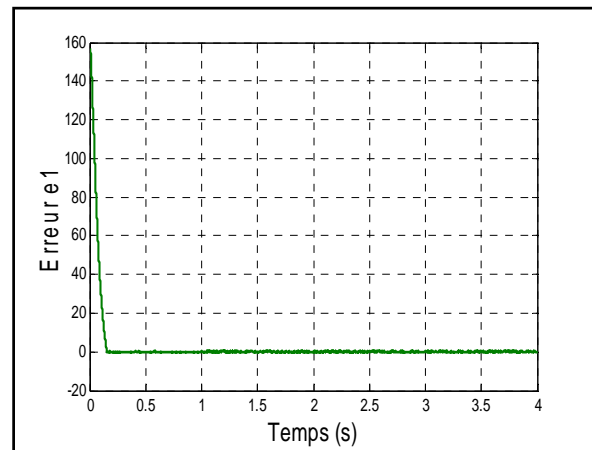
Zoom sur  $i_{s\alpha}$  (A)

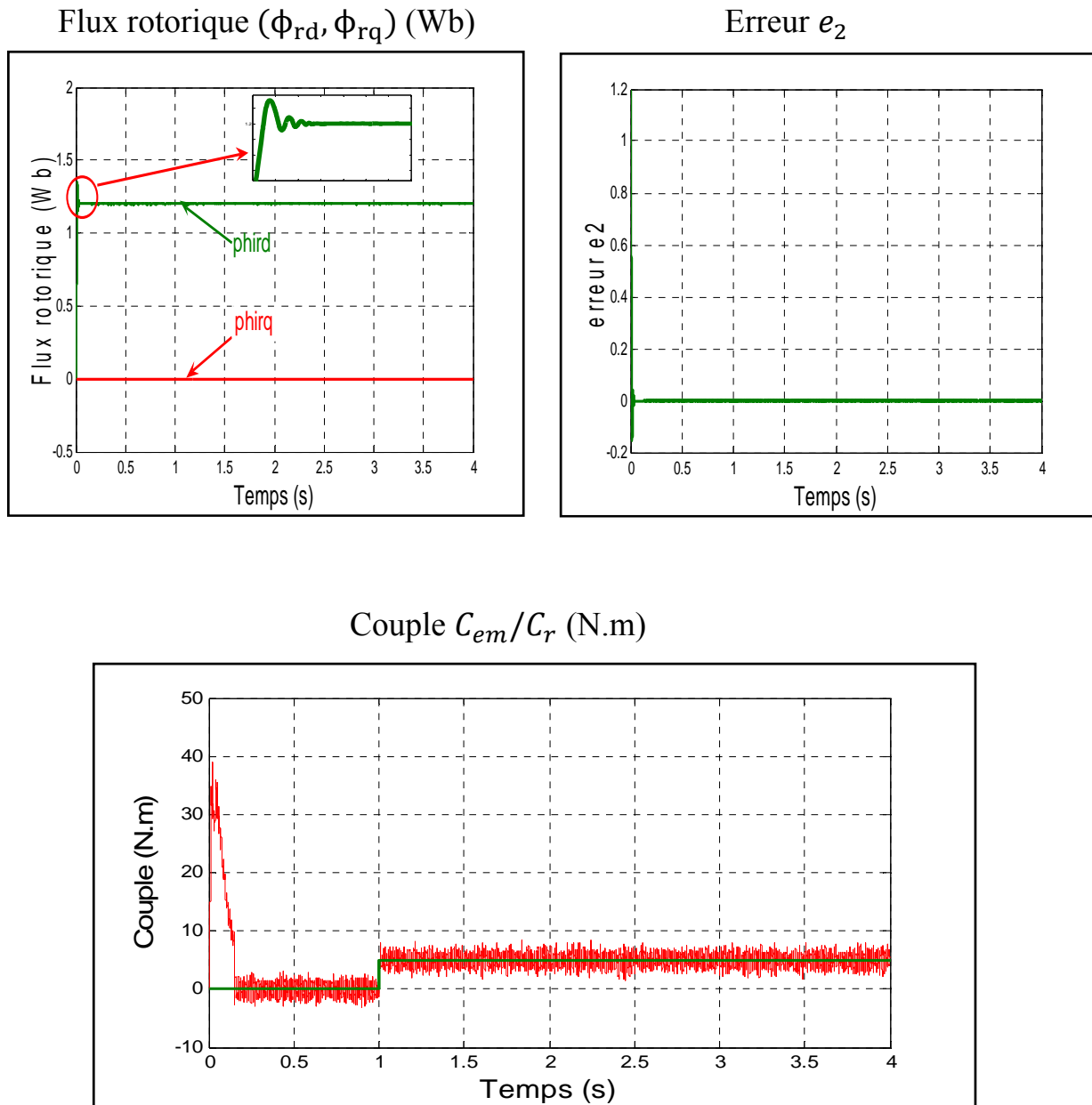


vitesse  $\Omega/\Omega_{réf}$  (rad/s)



Erreur  $e_1$



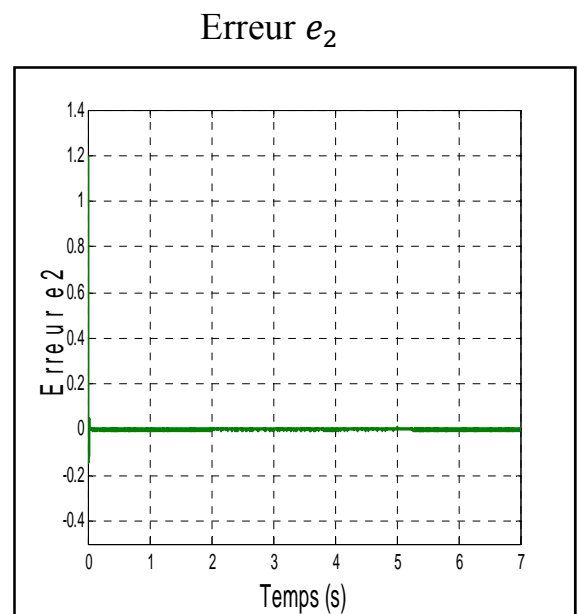
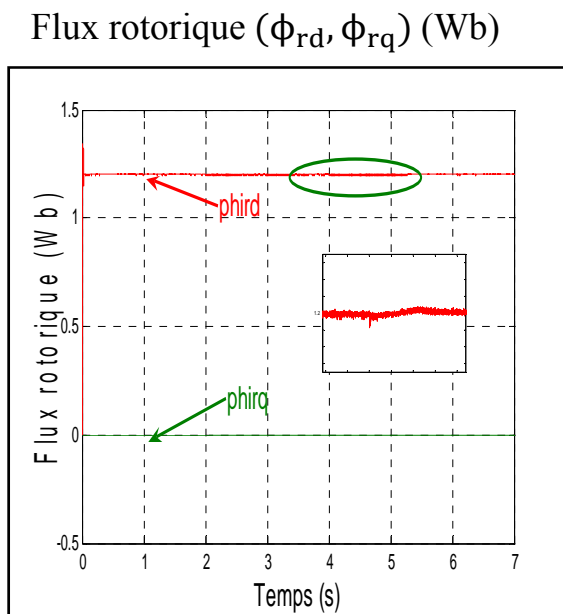
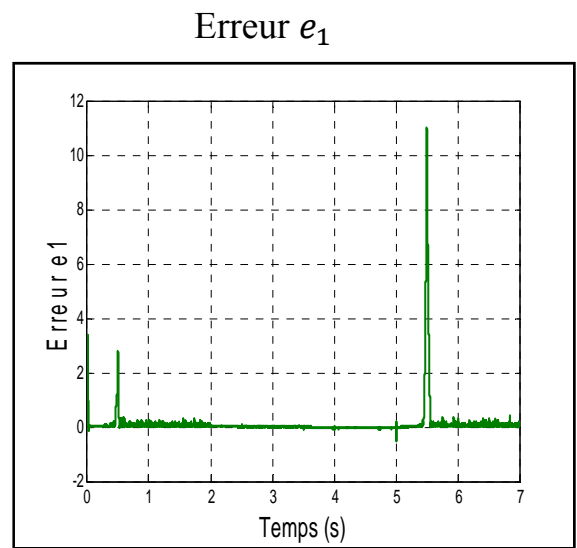
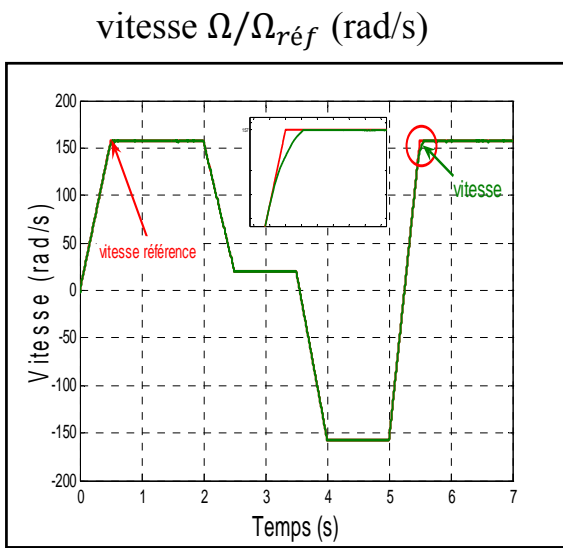


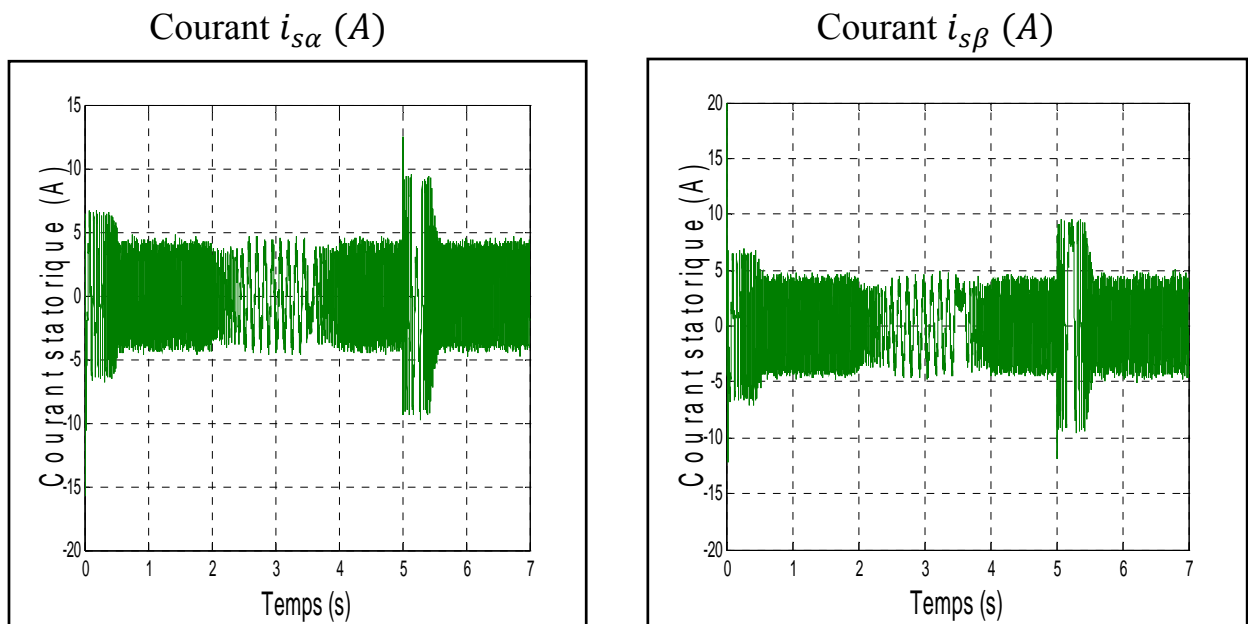
**Figure (III.3) : Commande par Backstepping de la machine asynchrone lors du fonctionnement nominal.**

### III.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse sont présentés dans la **Figure (III.4)**. Au début de ce test la vitesse est égale à celle de la valeur nominale (157rad/s), à l'instant 2s on fait diminuer la vitesse jusqu'à 20rad/s, après à l'instant  $t=3.5$ s on inverse le sens de rotation de la machine qui tourne à une vitesse de (-157 rad/s) jusqu'à l'instant  $t=5$ s, puis la machine revient à sa vitesse nominale.

D'après ce test de variation de vitesse, on remarque une bonne poursuite de vitesse réelle vers sa nouvelle valeur de référence, ce qui permet d'avoir une erreur ( $e_1$ ) complètement nulle avec un pic lors du passage d'un état à un autre. Au moment de l'inversion de la vitesse en constate une variation négligeable au niveau les composantes du flux rotorique avec le maintient de  $\phi_{rq}$  pratiquement nul, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé. Les grandeurs d'alimentation sont parfaitement sinusoïdales avec une diminution d'amplitude lors du fonctionnement d'une faible vitesse, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.





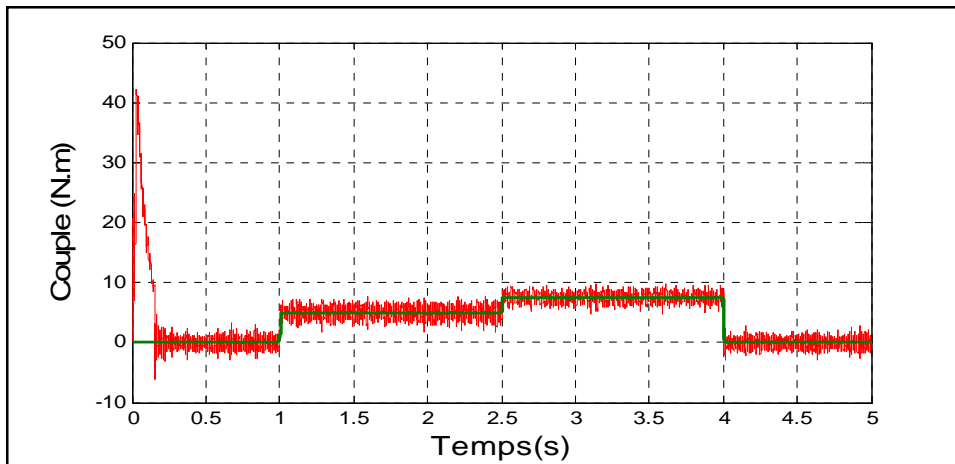
**Figure (III.4) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.**

### III.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge

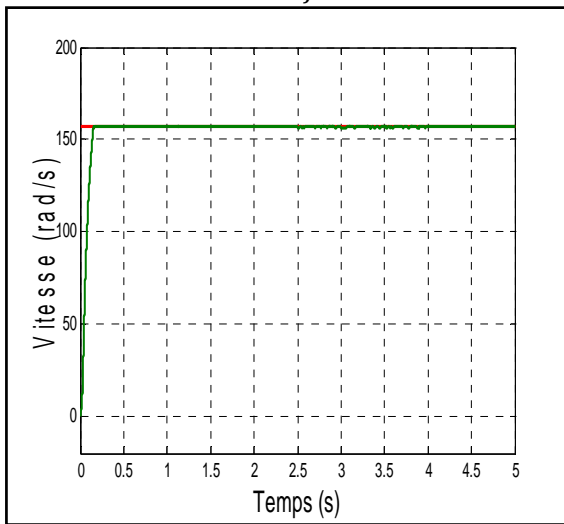
Dans ce cas, nous simulons le démarrage de la machine à vide, en introduisant un Couple nominale ( $C_r = 5N.m$ ) à l'instant  $t=1s$ , à l'instant  $t=2,5s$  on surcharge la machine jusqu'à 50% de la charge nominale, puis à l'instant  $t=4s$  on décharge la machine complètement, les résultats sont illustrée dans la **Figure (III.5)**.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. La variation de la charge n'influe pas sur le flux et la vitesse, ce qui montre que le découplage entre le couple et le flux est toujours vérifié. La forme des grandeurs d'alimentation reste inchangée, mais avec un changement d'amplitude lors de la variation de la charge.

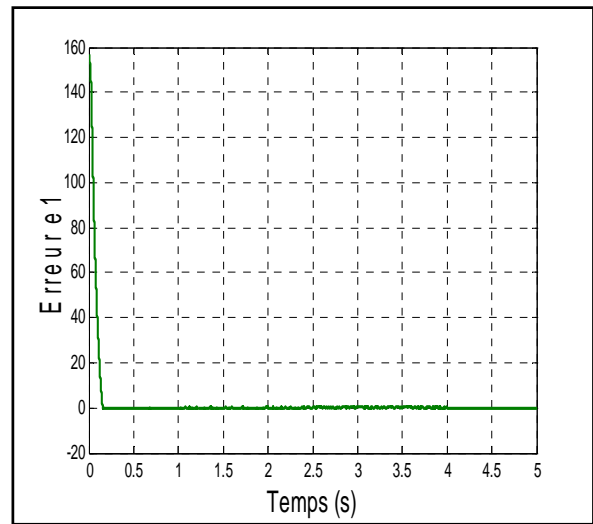
Couple  $C_{em}/C_r$  (N.m)



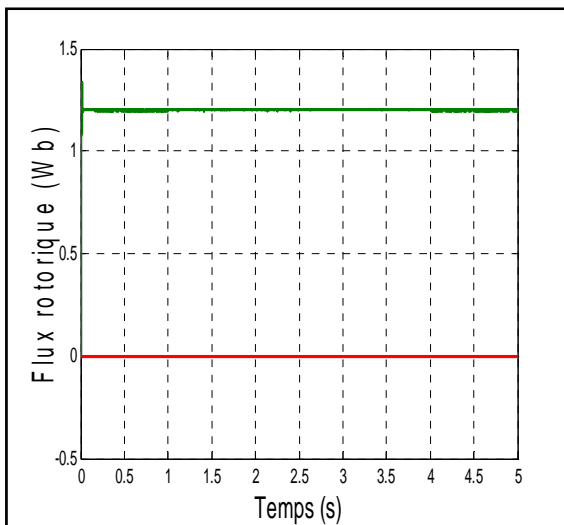
vitesse  $\Omega/\Omega_{r\acute{e}f}$  (rad/s)



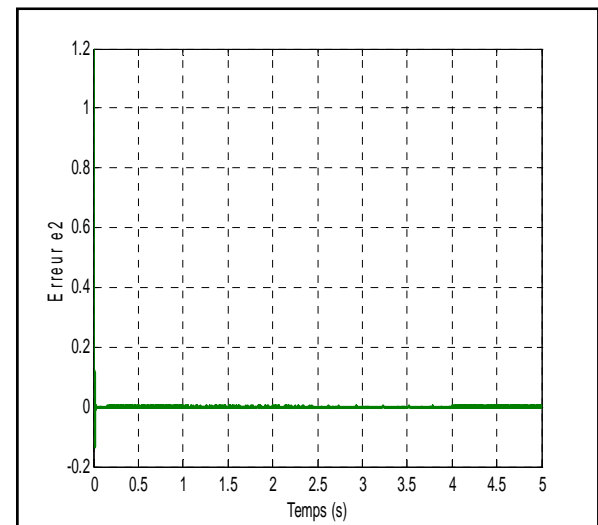
Erreur  $e_1$



Flux rotorique ( $\phi_{rd}, \phi_{rq}$ ) (Wb)



Erreur  $e_2$



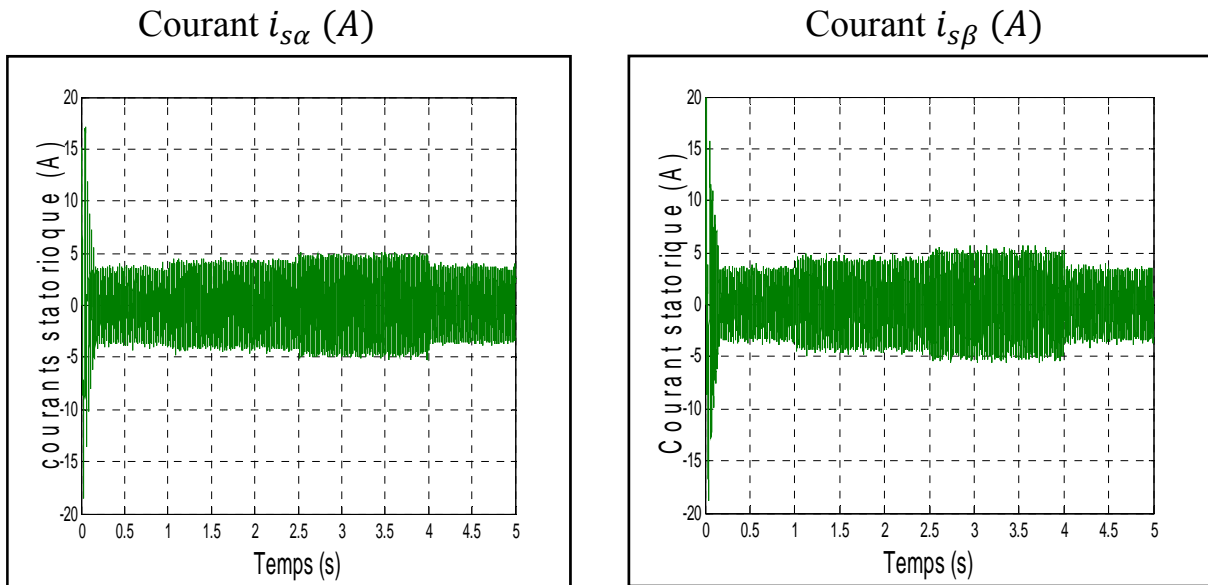


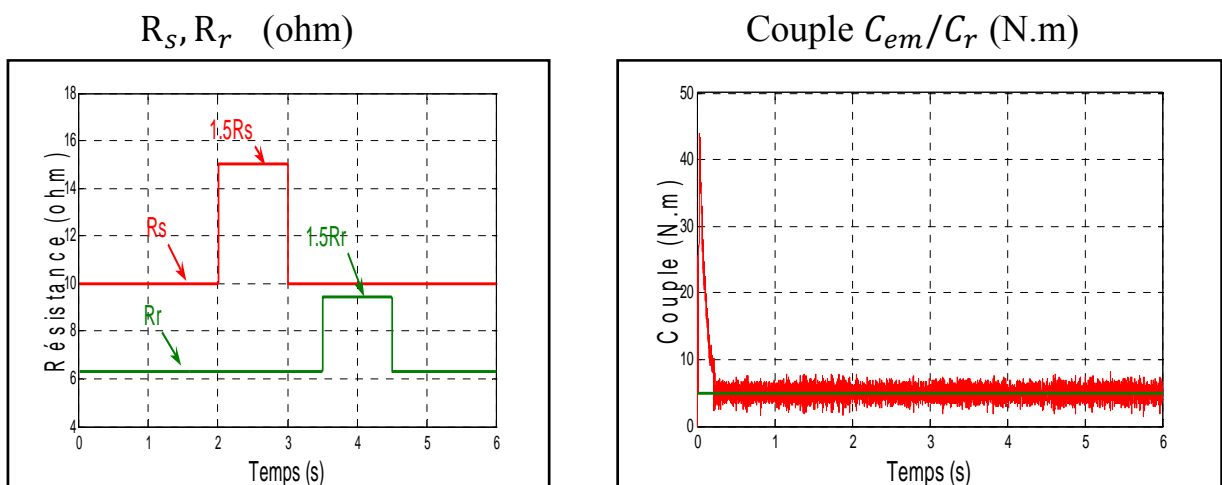
Figure (III.5) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

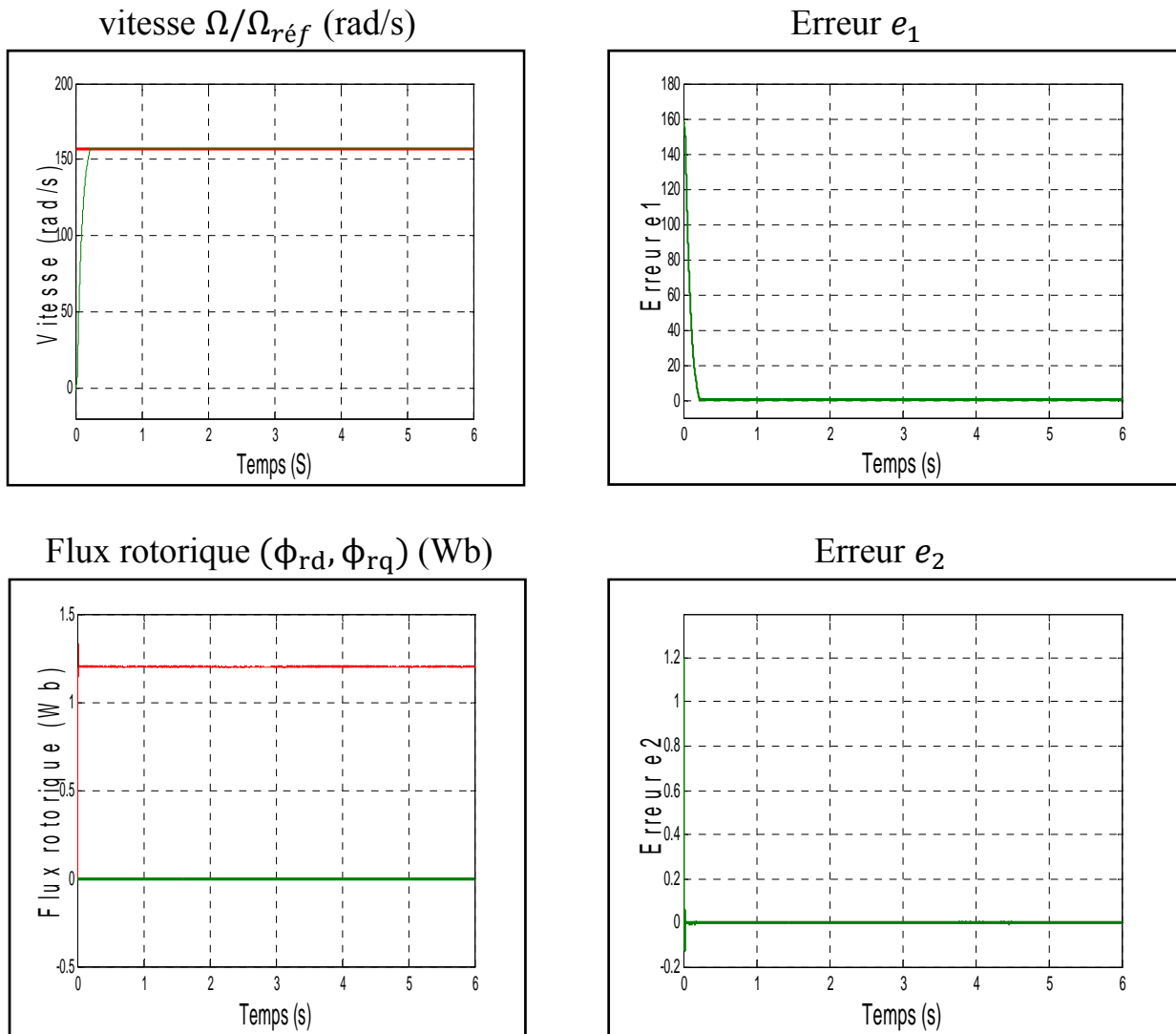
### III.5.4 Fonctionnement de la machine lors de la variation paramétrique

La robustesse de la technique de commande par backstepping aux dérives paramétriques est mise en relief par la variation de  $R_s$  et  $R_r$  appliquée comme suit :

- ✚ Variation de la résistance statorique de  $R_s$  à  $1.5 R_s$  entre  $2s < t < 3s$ .
- ✚ Variation de la résistance rotorique de  $R_r$  à  $1.5 R_r$  entre  $3.5s < t < 4.5s$ .

Les résultats correspondants sont regroupés dans la **Figure (III.6)**. On remarque que le flux, le courant statorique et la vitesse ne changent pas et il n'y a aucune influence sur le comportement de la machine. On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constante du flux ce qui confirme la robustesse de la commande par backstepping en présence des variations paramétriques.





**Figure (III.6) : Résultats de simulation lors de la variation paramétrique.**

### III.5 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, Nous avons présenté une loi de commande par backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle de la machine à induction. Cette technique de commande permet d'obtenir de façon constructive une loi de commande qui assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents tests ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande.

Dans le chapitre qui suit on présentera une commande par backstepping de la machine asynchrone sans capteur suite à l'utilisation des différents observateurs qu'on a présenté dans le deuxième chapitre.

## IV.1 INTRODUCTION

L'application du principe de backstepping à la commande des machines asynchrones se basant sur l'orientation du flux rotorique impose aux moteurs un découplage entre les contrôles du flux rotorique et du couple électromagnétique comparable à celui des moteurs à courant continu. Ses performances et la qualité de découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique dépendent nettement de la précision de l'information sur la position du rotor et de la position du flux rotorique qui doit être confondu avec l'axe direct du référentiel tournant. La position du rotor est obtenue, dans la plupart des cas, à partir de la connaissance de la vitesse de rotation par l'intermédiaire d'un capteur de vitesse. Or ces capteurs nécessitent une place pour leur installation et ils ont des difficultés liées à leur montage. Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre sur l'équipement et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques. En effet, pour les applications de forte puissance, ce n'est pas leur coût, mais plutôt leurs limitations mécaniques qui posent des problèmes [12].

Dans le présent chapitre, nous allons entamer la commande par backstepping sans capteur mécanique de la machine asynchrone en introduisant deux méthodes d'obtention de la vitesse et de flux. Parmi les différents types d'observateurs étudiés dans le deuxième chapitre, on a choisi d'appliquer un observateur adaptatif de Kubota et un estimateur à modèle mécanique, en fin une étude comparative de ces deux observateurs sera présentée.

## IV.2 COMMANDE PAR BACKSTEPPING SANS CAPTEUR MECANIQUE

Pour appliquer la commande par backstepping sans capteur, nous devons apporter quelques modifications au schéma de principe précédent (**Figure (III.1)**). Nous remplaçons respectivement la vitesse, le flux mesurés via le codeur incrémental par la vitesse et le flux observés. Ainsi, ces derniers (vitesse et le flux observés) sont utilisés comme entrée du régulateur. Ces modifications sont présentées par la **Figure (IV-1)**.

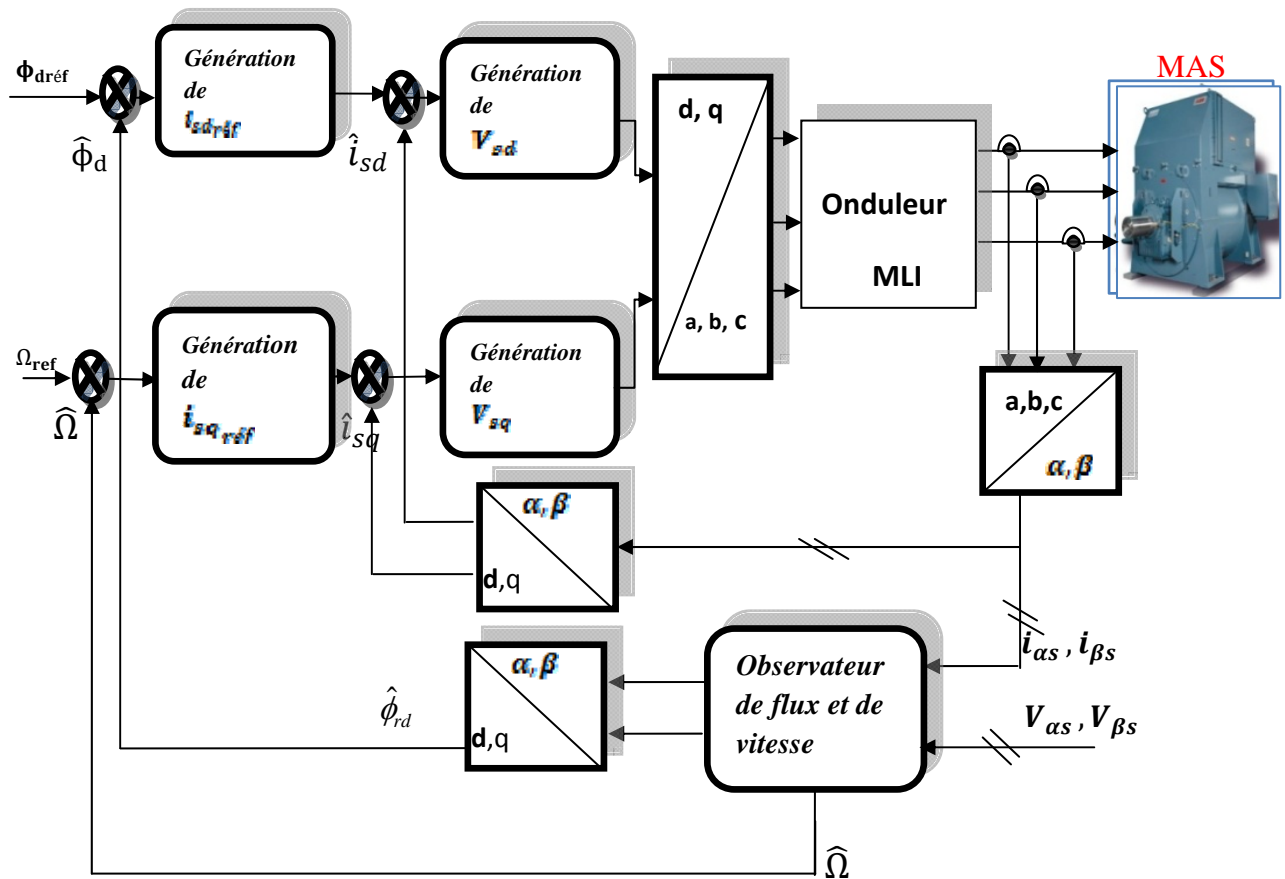


Figure (IV-1) : Commande par backstepping sans capteur mécanique de la machine asynchrone.

### IV.2.1 commande par backstepping sans capteur basée sur un estimateur à l'aide d'un modèle mécanique

Comme nous l'avons vu, dans le deuxième chapitre l'estimateur à l'aide d'un modèle mécanique est modélisé à partir des équations électromagnétique et mécanique et qui est combiné à un estimateur de flux par modèle en courant, rappelons le schéma de principe est donné par la **Figure (IV.2)**.

Les simulations ont été effectuées sur le système constitué de l'ensemble convertisseur-machine-commande, c'est le même système de commande par backstepping du troisième chapitre à la différence de l'estimateur du flux et de vitesse qui remplacent son capteur.

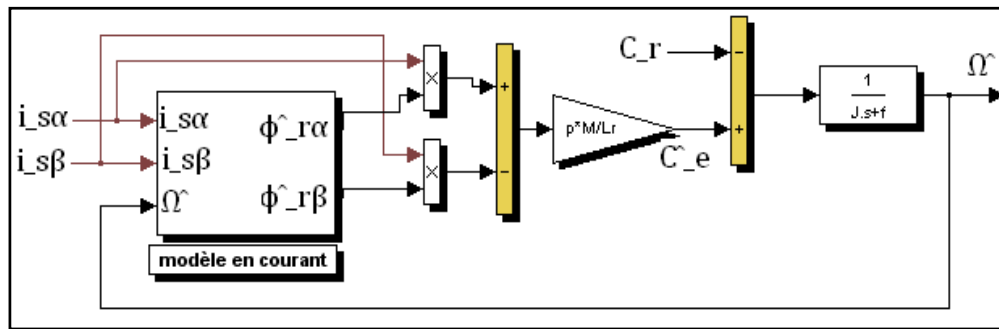
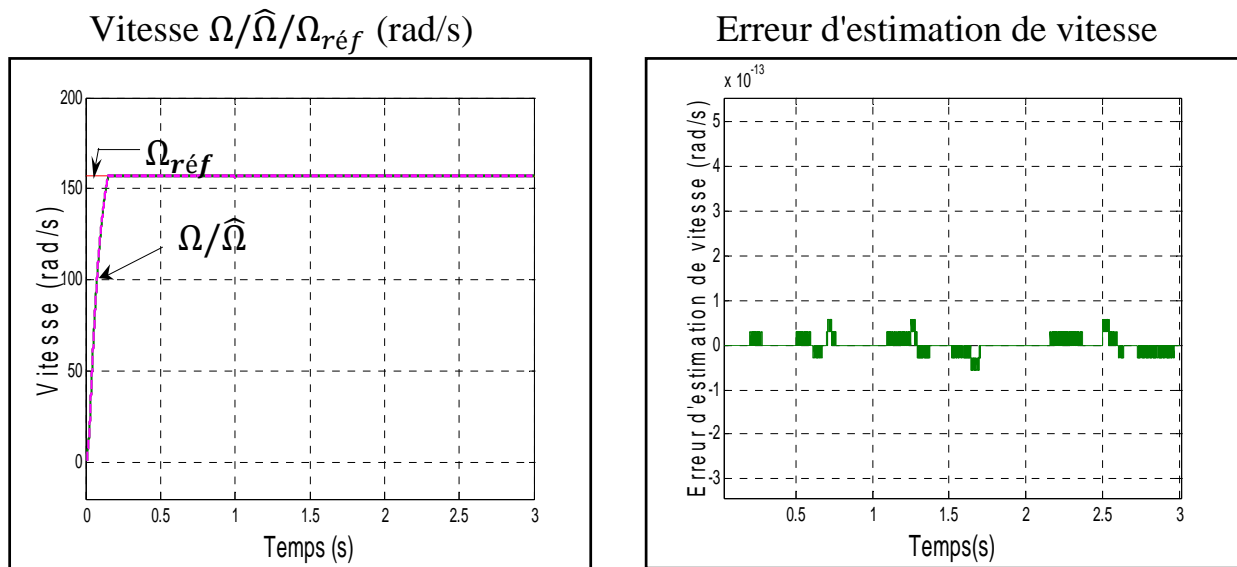


Figure (IV.2) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique et le modèle en courant.

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation, lors d'un fonctionnement nominal de la machine. Ils montrent la robustesse de la commande vis-à-vis de l'estimation du flux et de la vitesse. Les flux rotoriques réel et estimé sont parfaitement identiques et tendent vers les valeurs de consignes, ainsi les grandeurs de la vitesse de rotation réelle et estimée convergent vers leur consigne dans un temps de réponse de 0.21 s. On remarque aussi qu'il y a une bonne poursuite pour le couple électromagnétique à la valeur du couple résistant imposé.



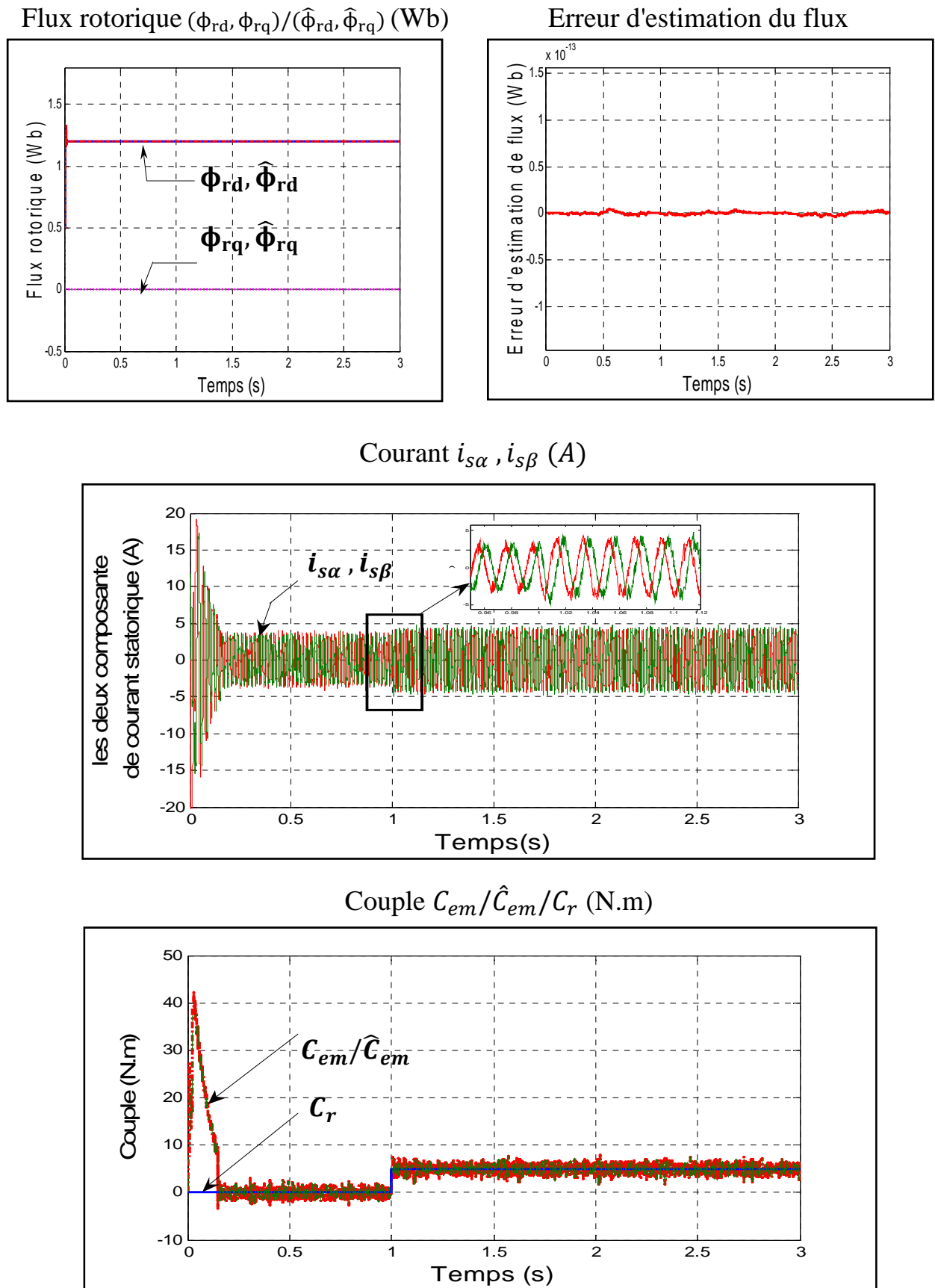
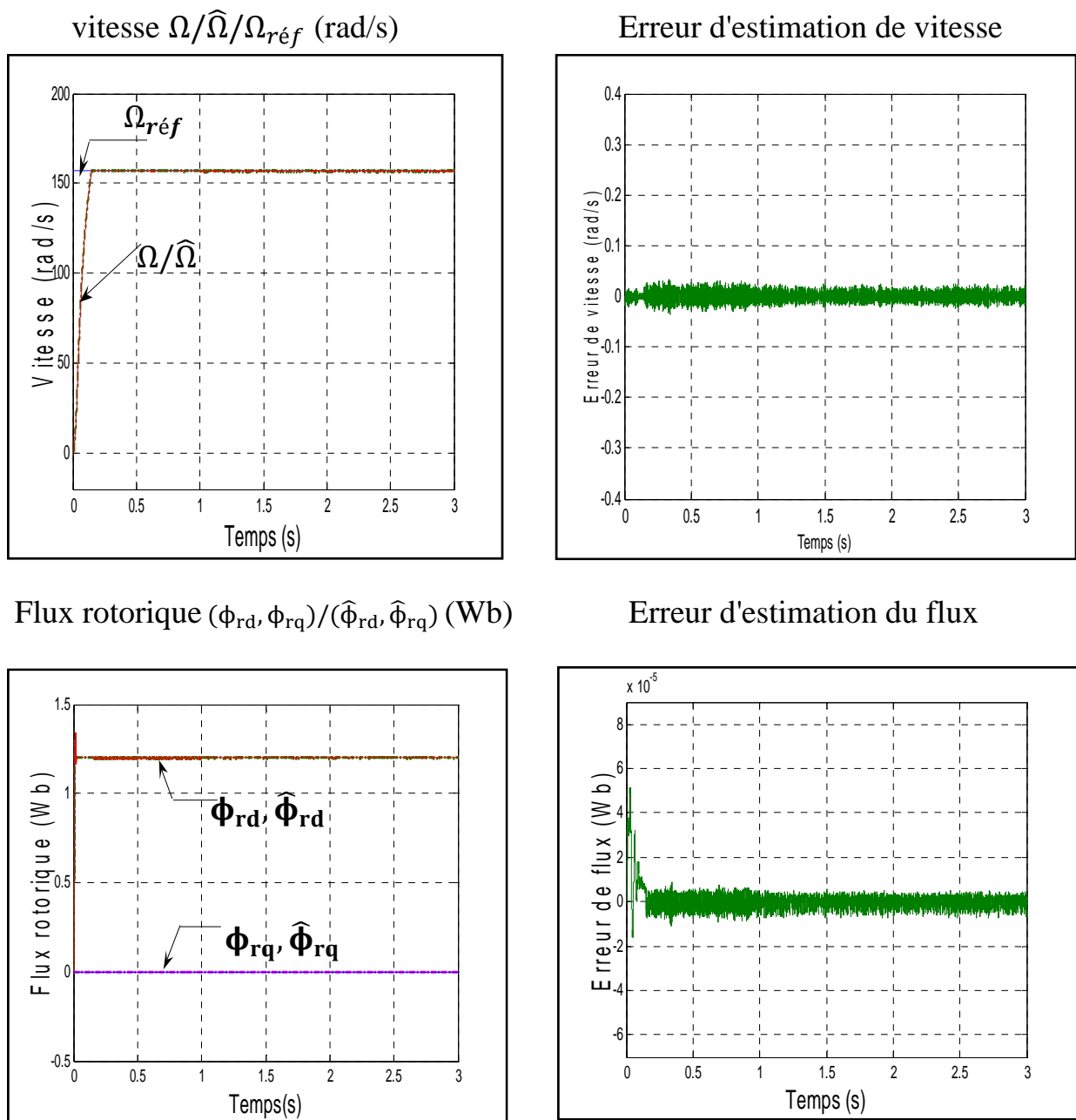
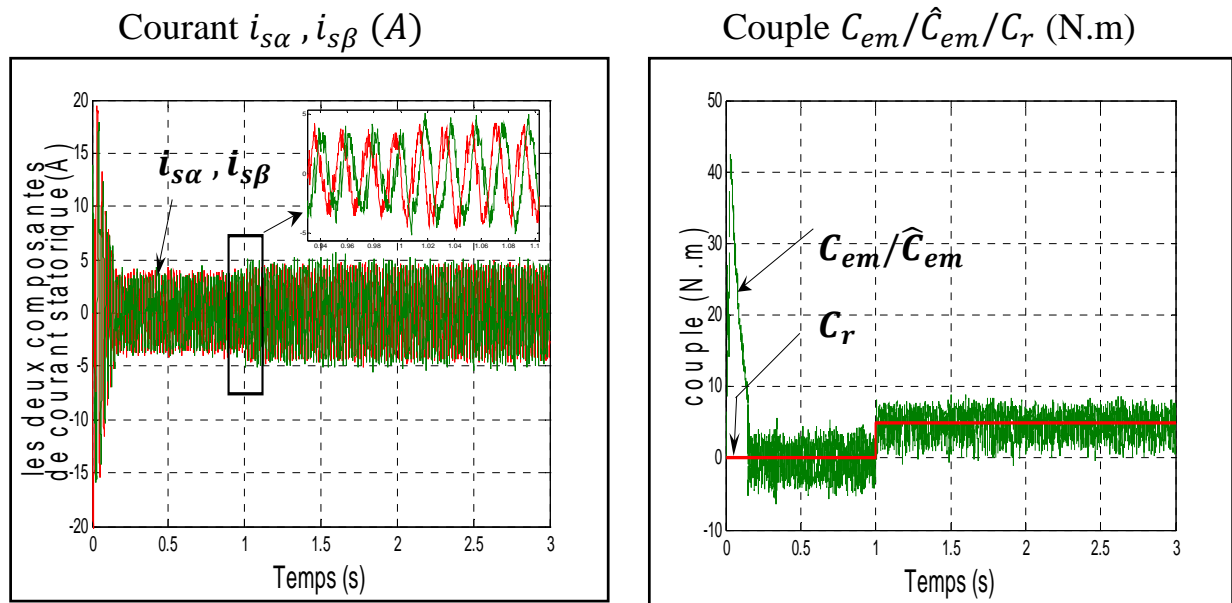


Figure (IV.3) : Résultats de simulation de la commande par backstepping sans capteur avec un estimateur à l'aide d'un modèle mécanique

### IV.2.2 Commande par backstepping sans capteur basée sur l'observateur de Kubota

Dans cette deuxième partie, la commande par backstepping sans capteur de la machine asynchrone, a été réalisée en introduisant un observateur adaptatif de Kubota. Ce dernier a été présenté en détail dans le deuxième chapitre. La **Figure (IV.4)** montre les résultats de simulation de la commande par backstepping sans capteur de vitesse lors du fonctionnement nominal de la machine à induction. Ces résultats montrent que l'erreur de l'observation quand on utilise un Observateur adaptatif du flux rotorique et de vitesse converge vers des valeurs statiques négligeables, le découplage entre le flux rotorique et le couple est toujours maintenu, ce qui implique que l'observateur donne une bonne estimation.





**Figure (IV.4) : Résultat de simulation de la commande par Backstepping avec observateur de kubuta.**

### IV.3 COMPARAISON ENTRE LES DEUX TYPES D'ESTIMATION

Dans cette étape, on va faire une comparaison entre les deux types d'estimation du flux et de vitesse d'une machine asynchrone, dans les mêmes conditions de fonctionnement et dans la même configuration de simulation numérique. L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique d'estimation. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et la résistance rotorique et statorique.

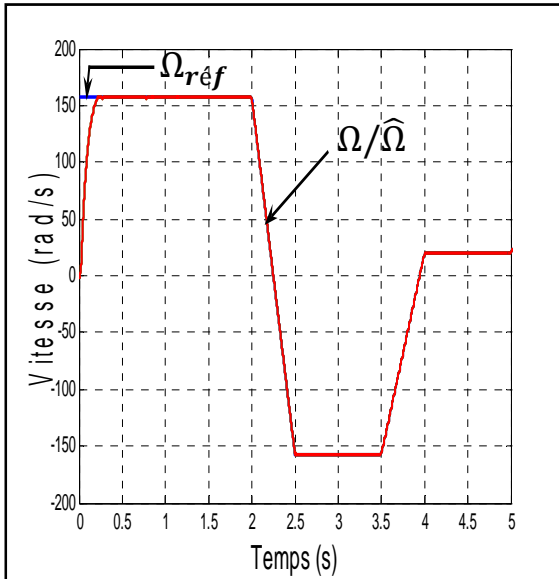
#### IV.3.1 Fonctionnement de la machine à vitesse variable

Ce test a pour but de montrer la robustesse de chaque type d'estimation vis-à-vis des variations de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de +157 rad/sec à -157 rad/sec à partir de  $t=2$  s et à  $t=3.5$ s un autre changement de consigne de -157 rad/s à +20 rad/s, dont le moteur est initialement chargé à sa valeur nominale ( $C_r = 5 N.m$ ). Les résultats de simulation sont illustrés par la **Figure (IV.5)**.

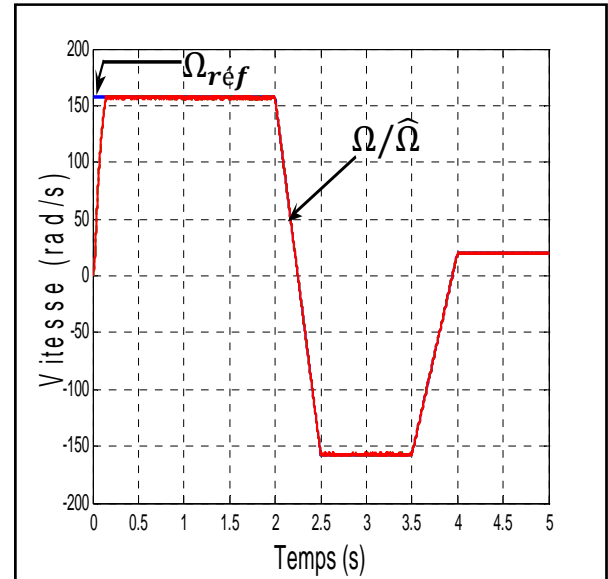
Ces résultats montrent que la vitesse estimée suit sa nouvelle référence dans les deux cas, avec le temps de réponse de l'estimateur ( $t_r = 1.21$  s) est supérieur au temps de réponse de l'observateur ( $t_r = 1.14$  s), d'autre part la courbe de flux obtenu par l'estimateur en B.O

présente de faibles fluctuations et le flux estimé par l'observateur adaptatif de kubota présente une bonne poursuite.

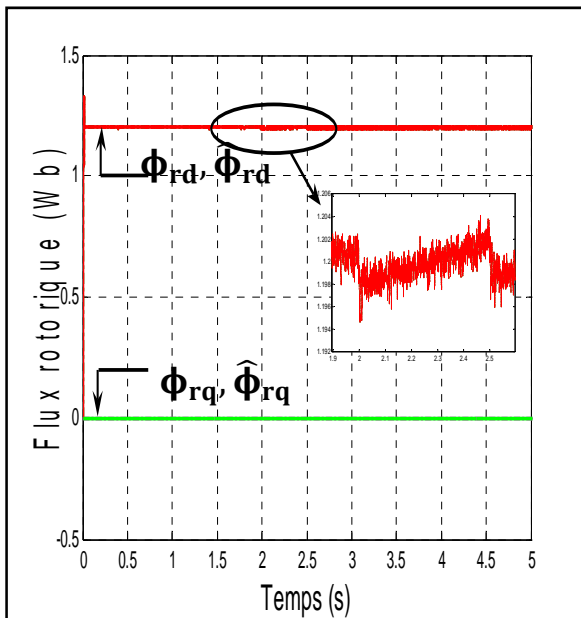
**Estimateur modèle mécanique**  
vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)



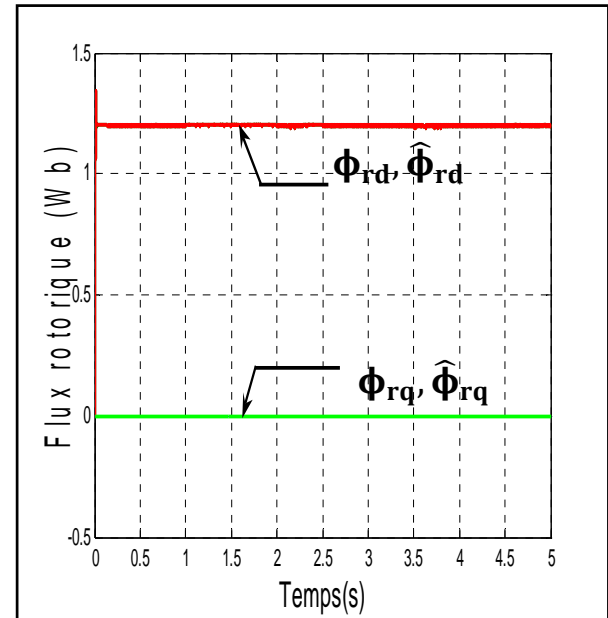
**Observateur adaptatif de kubota**  
vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)



**Flux rotorique (Wb)**



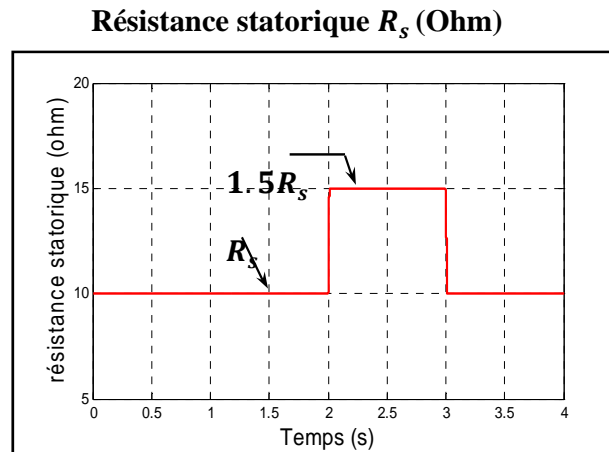
**Flux rotorique (Wb)**



**Figure (IV.5) : Résultats de simulation des deux méthodes d'estimation avec vitesse variable.**

### IV.3.2 Fonctionnement pour une variation de la résistance statorique

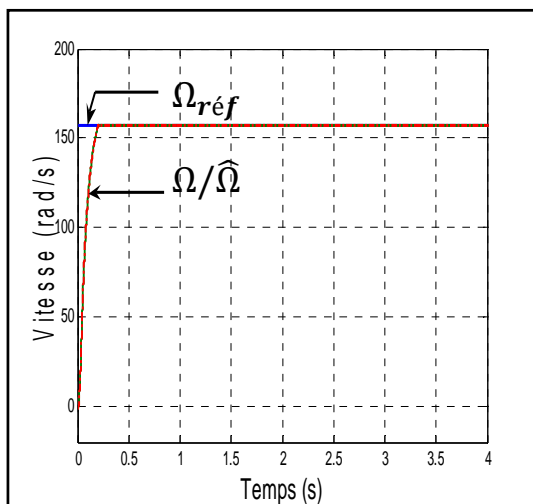
Dans ce cas, on va tester la robustesse de la commande sans capteur, pour cela on applique une variation de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale entre les instants  $t = 2\text{s}$  et  $t = 3\text{s}$  pour une vitesse nominale et charge nominale. La **Figure (IV.6)** présente les résultats obtenus.



D'après les résultats de simulation on note que L'effet de la variation de résistance statorique sur la vitesse et le flux rotorique est négligeable dans le cas de l'estimateur mécanique, car leur équation ne dépend pas des paramètres résistifs. Par contre la commande avec l'observateur adaptatif de kubota présente des perturbations dans le flux et la vitesse à l'instant de la variation de  $R_s$ . Ces variations est montré par la dépendance de l'observateur à  $R_s$ . Donc on peut conclure que la commande avec l'estimateur mécanique est robuste à la variation de la résistance statorique.

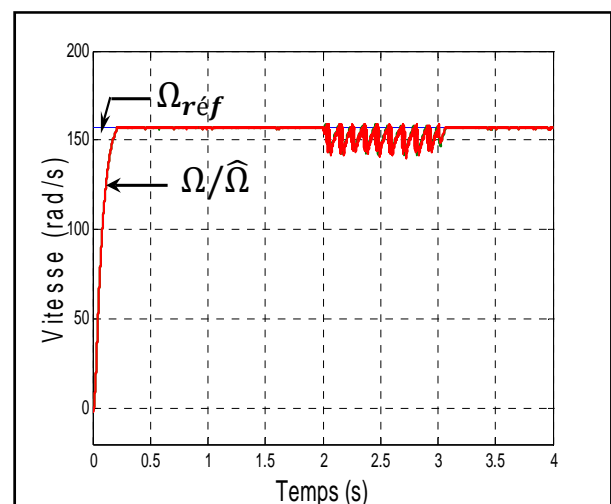
#### Estimateur modèle mécanique

vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)



#### Observateur adaptatif de kubota

vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)



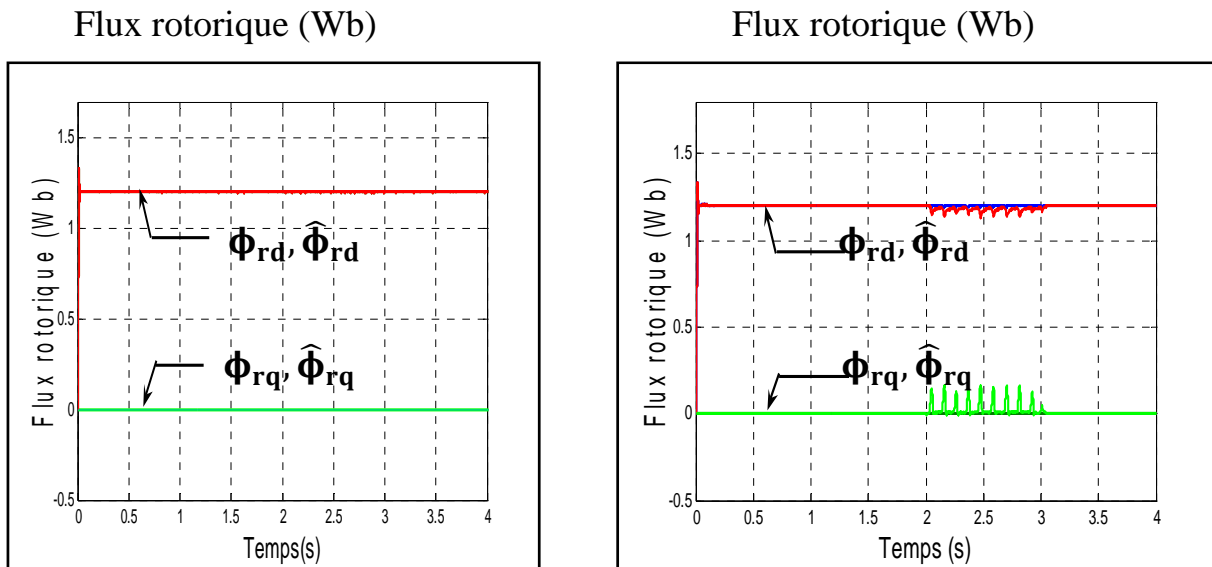
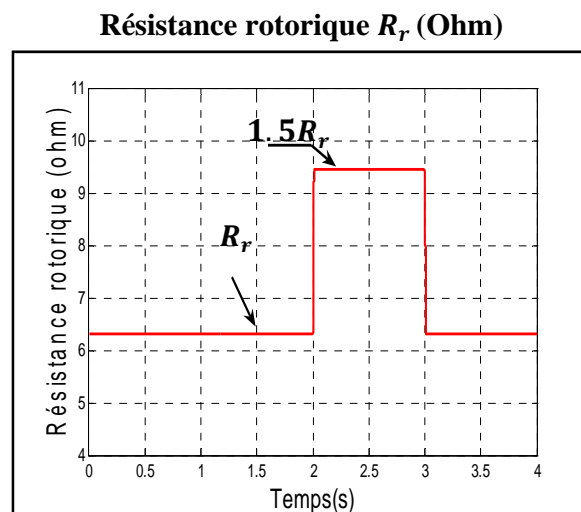


Figure (IV.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

### IV.3.3 Fonctionnement pour une variation de la résistance rotorique

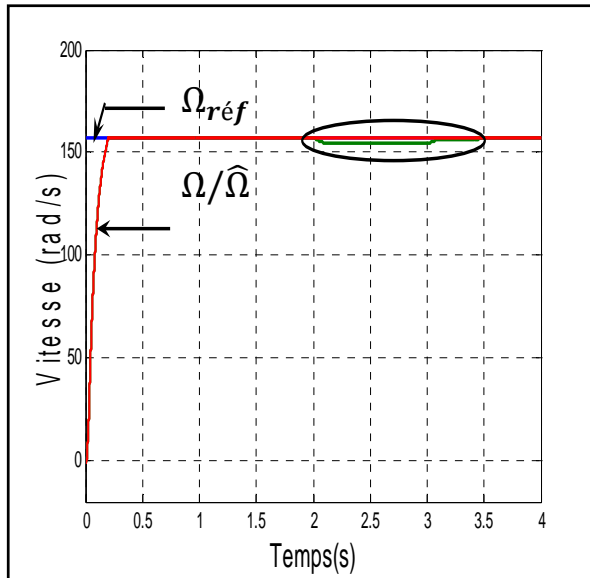
Le même test présenté précédemment pour la variation de la résistance statorique sera appliqué pour la résistance rotorique. La **Figure (IV.7)** présente les résultats obtenus par simulation.

On remarque que l'estimateur à l'aide d'un modèle mécanique est sensible à la variation de la résistance rotorique, cela montré par les perturbations présentés dans les courbes de flux et de vitesse. Et aussi la variation de la résistance rotorique influe sur la valeur estimée de la vitesse par l'observateur adaptatif de Kubota mais aucune influence sur la valeur estimée de flux rotorique.



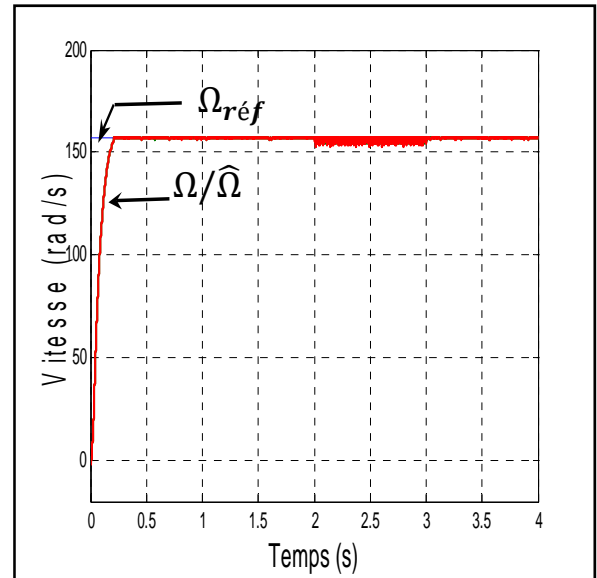
**Estimateur modèle mécanique**

vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)

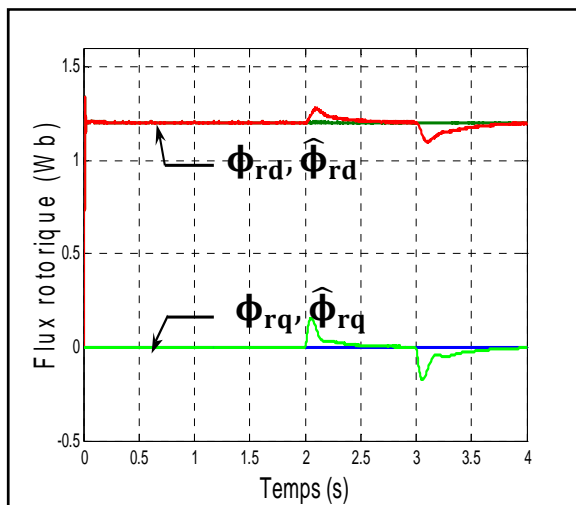


**Observateur adaptatif de kubota**

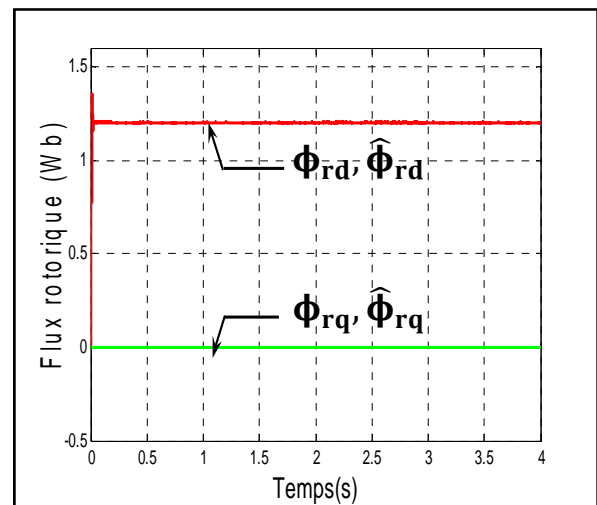
vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)



**Flux rotorique (Wb)**



**Flux rotorique (Wb)**

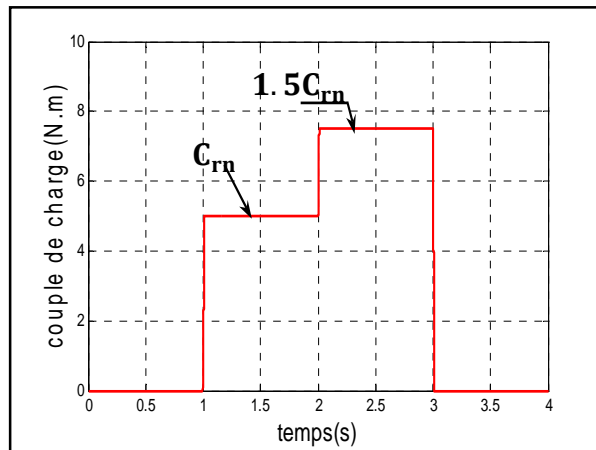


**Figure (IV.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.**

**IV.3.4 Fonctionnement pour une variation de la charge**

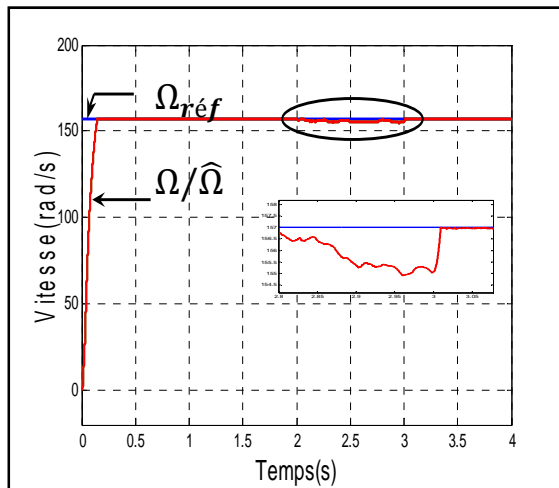
La **Figure (IV.8)** montre les résultats de simulation lors de la variation de la charge (appliquée aux instants  $(t = 2s)$  et  $(t = 3s)$ ). Mais au sens opposé l'estimateur en BO présente une perturbation sur les valeurs estimées.

Couple de charge (N.m)



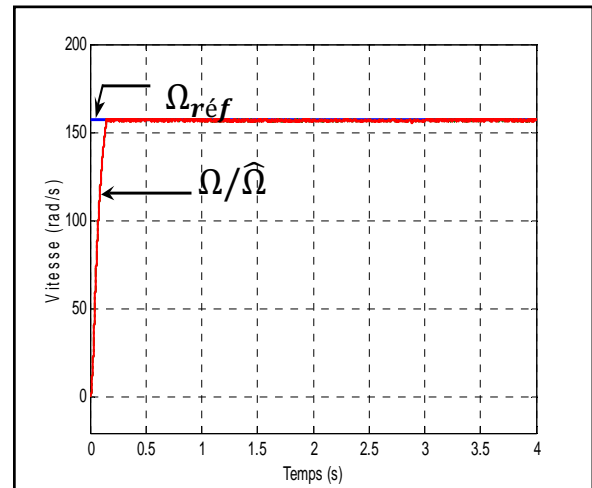
Estimateur modèle mécanique

vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)

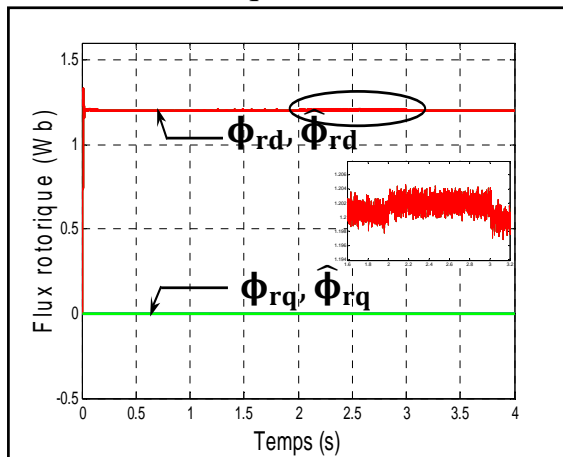


Observateur adaptatif de kubota

vitesse  $\Omega/\hat{\Omega}/\Omega_{réf}$  (rad/s)



Flux rotorique (Wb)



Flux rotorique (Wb)

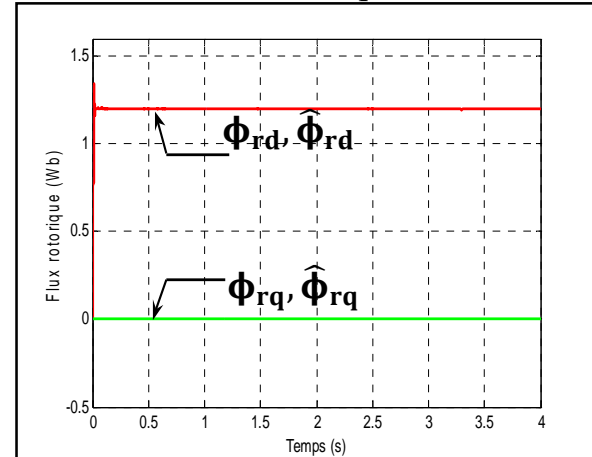


Figure (IV.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

Les deux méthodes de commande sans capteur citées précédemment à savoir la commande par backstepping sans capteur basé sur l'estimateur à modèle mécanique et la commande par backstepping sans capteur basé sur l'observateur adaptatif de kubota ont été simulées pour le cas de la poursuite de la vitesse, du couple, ainsi que lors des variations paramétriques. Pour un aspect comparatif, les performances de ces deux méthodes d'estimation sont groupées et commentés dans le tableau suivant :

<b>Tests</b> <b>Méthodes</b>	<b>Robustesse vis-à-vis de variation <math>R_r</math></b>	<b>Robustesse vis-à-vis de variation <math>R_s</math></b>	<b>Poursuite de vitesse</b>	<b>Robustesse vis-à-vis de variation la charge</b>
<b>Estimateur modèle mécanique</b>	Mauvais	Bonne	Très bonne	Assez bonne
<b>Observateur adaptatif de kubota</b>	Assez Bonne	Mauvaise	Très bonne	Très Bonne

#### IV.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande par backstepping sans capteur mécanique de la machine asynchrone. L'utilisation des capteurs n'est pas souhaitable à cause des problèmes qu'ils posent, leur remplacement par des estimateurs ou des observateurs est indispensable. Cela nous a permis de mettre en évidence la commande sans capteur par deux méthodes de calcul de la position du flux rotorique et de vitesse de la machine. En premier, on a présenté cette commande basée sur un estimateur à l'aide d'un modèle mécanique en boucle ouverte. Le deuxième est basé sur l'observateur adaptatif par la méthode de kubota en boucle fermée. En fin on a fait une comparaison entre les deux méthodes d'estimation pour voir la robustesse de chaque méthode.

Les simulations que nous avons effectuées sur la commande sans capteur, montrent la validité de l'observateur choisi. Il est robuste et force l'erreur à converger vers des valeurs statiques négligeables car il utilise un terme correcteur. La poursuite de la référence est bonne. Par contre l'estimateur présente une sensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. Cela permet de conclure que l'observateur présente une meilleure robustesse par rapport à l'estimateur en boucle ouverte du point de vue variation de la charge et variation de la résistance rotorique.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail concerne le problème de l'estimation de la position et de la vitesse de la machine asynchrone ainsi que de sa commande sans l'utilisation du codeur incrémental.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association convertisseur machine.

Les applications industrielles modernes, utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques, sont basées sur les techniques d'orientation et/ou du contrôle du flux de la machine asynchrone. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés. De plus, dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse et de flux peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Dans le chapitre deux on a donné un exposé de différentes techniques existantes pour l'estimation et l'observation de flux et de vitesse de la machine asynchrone pour la suppression de ces capteurs.

Dans le troisième chapitre, Nous avons pu appliquer la technique du backstepping basée sur la théorie de l'orientation du flux rotorique à la commande de la machine asynchrone. Cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations de la charge et de la vitesse ont montré la qualité de ce type de contrôle.

La conception d'une commande sans capteur mécanique pour la machine asynchrone a été l'objectif du quatrième chapitre. Notre objectif était ici d'appliquer deux techniques de synthèse d'observateurs : observateur en boucle ouverte, et l'autre un observateur en boucle fermée. Ces deux techniques ont été conçues pour reconstruire la vitesse et le flux rotorique de la machine asynchrone.

Un développement mathématique est donné pour chaque cas. Nous avons testé la robustesse de chaque technique d'observation. Les résultats que nous avons obtenus ont montré que l'observateur en boucle fermée présente de meilleures performances par rapport à l'estimateur en boucle ouverte.

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

- ✚ Trouver un moyen permettant le calcul de la matrice de gain des observateurs, ou à la limite utiliser les algorithmes génétiques pour l'optimisation des gains ou encore des méthodes de recherche pour trouver des solutions plus performantes.
- ✚ L'adaptation de la charge (estimation du couple de charge).
- ✚ Conception d'une commande adaptative par backstepping sans capteur mécanique.
- ✚ Conception d'un observateur adaptatif de kubota avec adaptation des paramètres résistifs.

---

## PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 10 \Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor.
$\ell_s = 0.4641 \text{ H}$	Inductance du stator.
$\ell_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor.
$M_{sr} = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$\sigma = 0.2$	Coefficient de dispersion.

### A.2 PARAMETRES MECANIQUES

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

### A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

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

- [1] **G. BUCHE** « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK », Mémoire d'ingénieur de l'université de Grenoble, Mars 2001.
- [2] **K. BENCHAIBA** « Commande de la machine asynchrone par mode de glissement Apport de la logique floue pour la réduction du phénomène chattering », Thèse de magister, soutenue à l'université de Batna en 2003.
- [3] **A. MERABET** « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Université du Québec, 2007.
- [4] **M. MAHMOUDI** « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone », Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.
- [5] **Y. BEDDIAF** « Etude et simulation d'estimateurs et observateurs de flux et de vitesse pour la machine asynchrone », Mémoire de Magister soutenue à l'université de batna en 2006.
- [6] **G.SEGUIER** « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. », Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.
- [7] **H.TAMRABET** « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [8] **I.AL-ROUH** « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone », Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, juillet 2004.
- [9] **R.BELHADEF & B.BOUTAYA** « Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur », Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [10] **S. CHAOUCH** « Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat, Université de Batna, Décembre 2005.
- [11] **L.BAGHLI** « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [12] **R. PEÑA EGUILUZ** « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique De Toulouse, soutenue le 8 novembre 2002

- [13] **A. BENCHAIB** « Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone », Automatique, Décembre 1998.
- [14] **S.HADDAD & M.CHARIF** « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [15] **A.HERIZI & H.SERRAI** « Commande des systèmes non linéaires par backstepping, Application à la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electronique, juin 2006
- [16] **A. DERDIYOK, Z. MUSTAFA GUVEN AND V. UTKIN**, « A Sliding Mode Speed and Rotor Time Constant Observer for Induction Machines », article, Department of Electrical Engineering, The Ohio State University Columbus, OH 43210 USA.

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

**Proposé et dirigé par : *Dr S.CHAOUCH***

**Présenté par : *Bahaeddine SAHLI & Smail SAADOUNE***

**Thème :**

***ETUDE ET SIMULATION DES DIFFERENTS ESTIMATEURS ET  
OBSERVATEURS DE FLUX ET DE VITESSE DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE.***

**Résumé :**

La machine asynchrone a des paramètres qui varient. Elle subit des perturbations extérieures comme la variation de la charge. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Celle-ci peut provenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles, rendent le montage encombrant, nécessitent une maintenance permanente et surtout rendent le fonctionnement dégradé. En effet notre objectif est :

- ✚ On utilise l'estimateur et l'observateur des grandeurs de flux et de vitesse par différentes méthodes (élimination des capteurs).
- ✚ On applique ces estimateurs et observateurs à la commande pour tester la robustesse de ces observateurs, après en fait une étude comparative parmi les deux.

**Mots clés :** Machine à induction, Estimateurs, Observateurs, Commande backstepping  
Commande sans capteur de vitesse et de flux