

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur  
et de la Recherche Scientifique

Université Akli Mohand Oulhadj - Bouira -

Tasdawit Akli Muḥend Ulḥağ - Tubirett -



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

جامعة أكلي محمد أولحاج

- البويرة -

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées

كلية العلوم والعلوم التطبيقية

## Mémoire de Master

### Présenté au

**Département** : Génie Électrique

**Domaine** : Sciences et Technologies

**Filière** : Electrotechnique

**Spécialité** : Electrotechnique industrielle

### Réalisé par :

NADIR Cheikh Yassine

Et

SADAT Walid

## Thème

# *La commande non linéaire avec observateur d'un moteur asynchrone*

Soutenu le: .../...../2022

Devant la commission composée de :

Mr : BOUZIDA Ahcene	M.C.A	Univ. Bouira	Président
Mr : ISSAOUNI Salim	M.A.A	Univ. Bouira	Rapporteur
Mr : SAOUDI Kamel	M.C.A	Univ. Bouira	Examineur

# *Dédicace*

*À mes parents incroyablement merveilleux, ma  
source d'amour et d'adoration.*

*À mes frères chéris, source de bonheur et de joie.*

*Ma famille est mon inspiration et ma source  
d'espoir.*

*À tous mes amis, tout particulièrement Yassine,  
Mahfoud, Abd Slame, Ghiles, Yacine, Abdelkader,  
Razika.*

*SADAT Walid*

# *Dédicace*

*A mes parents incroyablement aimants, qui m'ont soutenu sans faille tout au long de mon parcours universitaire.*

*A mes sœurs.*

*Je dédie ce mémoire, toute ma famille, tous les enseignants et étudiants, tous mes amis.*

*En terminant, je remercie tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ma thèse, que ce soit directement ou indirectement.*

*NADIR Cheikh Yassine*

# REMERCIEMENTS

*Ce travail a été effectué au sein du Département des Sciences et sciences appliquées de l'Université de Bouira.*

*Par-dessus tout, nous voulons exprimer notre gratitude au bon dieu qui nous a donné l'endurance et la motivation pour accomplir cette tâche subalterne.*

*Bien entendu, nous voudrions exprimer notre gratitude à Monsieur **ISSAOUNI Salim**, directeur de mémoire, pour nous avoir encadrés lors de la préparation du mémoire.*

*Nous tenons également à exprimer notre gratitude aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils portent à notre travail.*

*À tous nos instructeurs qui nous ont soutenus pendant le cours, avec le plus grand respect et merci.*

*Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidés à mener à bien ce travail.*

**Merci**

# Table des Matières

Liste des Figures.....	III
Listes des Acronymes et Symboles.....	IV
<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Modélisation d'un moteur asynchrone</b>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralité sur les machines asynchrones.....	3
I.2.1 Définition.....	3
I.2.2 Constitution.....	3
I.2.3 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	5
I.2.4 La plaque signalétique de la machine asynchrone.....	6
I.2.5 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	6
I.3 Modélisation de la machine asynchrone.....	6
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.3.2 Les équations générales de la MAS.....	7
I.3.3 Transformation de Park.....	10
I.3.4 Choix du repère.....	12
I.3.5 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel de PARK.....	12
I.4 Conclusion.....	16
<b>Chapitre II : La commande Backstepping du Moteur Asynchrone</b>	
II.1 Introduction.....	17
II.2 Théorie de Lyapunov et stabilité.....	17
II.2.1 La stabilité au sens de Lyapunov.....	17
II.2.1.1 Première méthode de Lyapunov.....	18
II.2.2 Fonction candidate de Lyapunov.....	18
II.3 Commande par Backstepping.....	19
II.3.1 Principe.....	19
II.3.2 Méthode générale de synthèse par Backstepping.....	19
II.4 Application de la commande par Backstepping au moteur asynchrone.....	22
II.5 Résultats de la simulation.....	26
II.6 Conclusion :.....	30

## **Chapitre III : La commande sans capteur du moteur asynchrone par l'observateur MRAS-MG**

III.1 Introduction .....	31
III.2 Observation des systèmes dynamiques .....	31
III.2.1 Principe de fonctionnement.....	32
III.2.2 Classification des observateurs .....	33
III.2.3 Observation de la vitesse par la méthode de MRAS .....	34
III.3. Résultat de la simulation .....	38
III.4. conclusion.....	41
Conclusion generale .....	42
Annexes .....	43
Références bibliographiques .....	44

# Liste des Figures

## Chapitre I : Généralité et Modélisation du Moteur Asynchrone

- Figure I.1** Stator
- Figure I.2** Rotor bobiné
- Figure I.3** Rotor à cage d'écureuil
- Figure I.4** Schéma présent principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone
- Figure I.5** Plaque signalétique d'un moteur asynchrone
- Figure I.6** Modèle de Park de la MAS

## Chapitre II : Commande Backstepping du Moteur Asynchrone

- Figure II.1** Schéma bloc de calcul  $X_{3d}$
- Figure II.2** Schéma bloc de calcul  $X_{4d}$
- Figure II.3** Schéma bloc de calcul  $V_{Sq}$
- Figure II.4** Schéma bloc de calcul  $V_{sd}$
- Figure II.5** Schéma bloc de la commande par Backstepping du MAS
- Figure II.6** Vitesse de rotation
- Figure II.7** Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS pour une valeur référence constant
- Figure II.8** Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS pour valeur référence sinusoïdale

## Chapitre III : Commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone

- Figure III.1** Schéma - bloc d'un observateur.
- Figure III.2** Schéma de principe d'un observateur.
- Figure III.3** Structure générale de MRAS pour l'estimation de la vitesse.
- Figure III.4** Structure de MRAS basée sur le flux rotorique.
- Figure III.5** Résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique basée sur MRAS-MG (référence constante).
- Figure III.6** Résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique basée sur MRAS-MG (référence sinusoïdale).

## Listes des Acronymes et Symboles

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.
$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Les courants qui traversent les trois phases statoriques.
$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$	Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Les flux totaux à travers ces enroulements.
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$	Les flux totaux à travers ces enroulements.
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique.
$L_s$	L'inductance propre d'une phase statorique.
$L_r$	L'inductance propre d'une phase rotorique.
$M$	Inductance mutuelle maximale stator-rotor.
$J$	Moment d'inertie du rotor.
$F_r$	Coefficient de frottement visqueux
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_R$	Couple résistant.
$P$	Nombre de pair de pôle.
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park.
$P^{-1}(\theta)$	Matrice inverse de Park.
$\theta = \theta_s$	Pour le stator (angle entre l'axe od et la phase $a$ du stator).
$\theta = \theta_r$	Pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase $a$ du rotor).
$L_s$	Inductance cyclique propre statorique.
$L_r$	Inductance cyclique propre rotorique
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotation.
d-q	Axes correspondants au référentiel lie au champ tournant.

$\omega_e$ , $\omega_r$	Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
Tr, Ts	Constantes de temps statorique et rotorique.
$\sigma$	Coefficient de la fuite têt.
[X]	Vecteur d'état.
[A]	Matrice d'évolution d'état du système.
[B]	Matrice de commande du système.
( $\alpha$ , $\beta$ )	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator).
<b>MRAS</b>	Model référence Adaptive System.
<b>MAS</b>	Moteur Asynchrone.
f.é.m.	Force électromotrice.
$K_1, K_2, K_3, K_4$	Gain de la Commande Backstepping.
$K_i$	Facteur intégrale.
$K_p$	Facteur de proportionnalité.
$\varepsilon_p$	Erreur entre un signal de référence et un signal estimé.
$K, K_r$	Gain de mode glissant.

---

---

# *Introduction générale*

---

---

---

# Introduction Générale

Plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite dans l'industrie, en particulier dans les pays développés, est transformée en énergie mécanique dans les moteurs électriques. Il est bien connu que dans les applications impliquant des systèmes à hautes performances dynamiques, la machine à courant continu a occupé la place d'honneur. Ceci est dû essentiellement à la simplicité de la commande de cette machine[1].

Cette facilité d'utilisation est due au découplage inhérent des champs magnétiques d'excitation et d'induit, qui permet de contrôler le couple de la machine uniquement par le courant d'induit et indépendamment du courant d'excitation (courant d'inductance). Afin de répondre efficacement aux variations de consigne (vitesse, position et couple) sur une large plage de variation de point de fonctionnement, ces moteurs doivent être dimensionnés.

Pour contrôler rapidement et efficacement, afin que le moteur puisse être mieux adapté aux exigences qui lui sont imposées. En raison de leur durabilité exceptionnelle et de leur prix abordable, les moteurs asynchrones (à induction) sont de plus en plus utilisés dans le secteur industriel. Elle est employée dans des systèmes basés sur la performance à la fois plus simples et plus complexes.

Les moteurs à courant alternatif étant modélisés comme un système multi-variable, il est nécessaire de réguler simultanément de nombreuses variables afin de contrôler efficacement la vitesse ou la position de ces moteurs et, par conséquent, de leur couple. Par conséquent, un découplage entre le flux et le couple électromagnétique doit être réalisé artificiellement.

Le comportement du système dans des contextes plus divers peut être prédit avec précision par simulation numérique. Les systèmes utilisant des convertisseurs souffrent de problèmes de non-linéarité. De toute évidence, la simulation nécessite la création de modèles mathématiques largement fondés sur des hypothèses biaisées que nous devons généralement défendre.

La présence de capteurs mécaniques induit une augmentation du volume et du prix du moteur, sans omettre les difficultés d'installation et la perte de fiabilité, en particulier, pour les moteurs de petite taille. Dans notre étude, nous avons introduit un estimateur de vitesse du type MRAS (Model Reference Adaptive System). Ce dernier va remplacer le capteur mécanique pour autant changer la dynamique du moteur.

L'objectif de ce travail est d'étudier les performances de la commande avec capteur d'un moteur asynchrone par la technique de backstepping ensuite la commande sans capteur mécanique avec l'observateur MRAS.

Notre mémoire est organisé en trois chapitres :

**Le premier chapitre :** Est consacré aux généralités sur le moteur asynchrone, constitution, principe de fonctionnement et leur modélisation.

**Le deuxième chapitre :** Nous présentons le sujet d'une étude détaillée de la technique Backstepping puis l'application de cette stratégie sur le MAS ,en suite en utilisant le formalisme d'état et on à la présentation des modèles sous forme de schéma bloc Différents résultats de simulation seront montrés et commentés le principe de fonctionnement du Backstepping.

**Le troisième chapitre :** Dans le troisième chapitre, nous démontrons le contrôle basé sur l'estimateur MRAS d'une machine asynchrone sans capteurs mécaniques. Pour ce faire, nous passerons à l'analyse théorique et l'application de l'approche MRAS par régulateur PI et la technique basé sur le mode glissant. Ensuite en fait la comparaison entre les deux techniques.

Finalement nous terminons notre travail par une conclusion générale qui résume clés et les points essentiels du travail.

---

---

*Chapitre 1 :*

*La modélisation d'un moteur  
asynchrone*

---

---

# Chapitre 1:

## Modélisation d'un moteur asynchrone

### I.1. Introduction :

Le moteur électrique le plus couramment utilisé dans l'industrie à l'heure actuelle est le moteur asynchrone, parfois appelé moteur à induction. Il bénéficie d'être robuste, abordable et facile à fabriquer. Cependant, du fait des interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, cette simplicité se double d'une complexité physique importante. De plus, l'expert en électricité souhaite créer un modèle aussi précis que possible lors de l'étude d'un équipement électrique afin qu'il puisse appréhender la réalité. Pour le concepteur comme pour l'automaticien, la modélisation des machines électriques est cruciale. Les équations de Maxwell offrent une analyse sans faille du comportement de la machine au niveau de la conception, tandis qu'un modèle basé sur des équations électriques suffit pour sa synthèse au niveau du contrôle.

Dans ce chapitre, nous proposons un modèle de machine asynchrone basé sur les transformations de Park, ainsi que les caractéristiques des différents repères et les équations mathématiques (mécaniques, électriques et magnétiques) qui contrôlent la machine dans chaque repère.

### I.2. Généralité sur les machines asynchrones :

#### I.2.1. Définition :

Étant donné que l'énergie est transmise du stator au rotor ou vice versa par induction électromagnétique, une machine asynchrone est également appelée machine à induction [2]. Il se compose de deux composants fondamentaux : une partie fixe appelée stator qui abrite un enroulement triphasé dans des encoches et est reliée à l'alimentation électrique, et une partie mobile appelée rotor qui peut être bobinée ou en forme de cage d'écureuil. Coaxiaux et séparés par un entrefer, ces deux composants.

#### I.2.2. Constitution :

La machine asynchrone comporte deux parties, une immobile appelée stator et un mobile appelée le rotor :

**I.2.2.1. Le stator :** Le stator est composé de trois enroulements connectés en triangle ou en étoile pour former un enroulement triphasé avec des paires de pôles. Un champ magnétique tournant peut

être produit à la vitesse de rotation dite fréquence de synchronisme grâce à l'alimentation de ces bobinages par un système de tensions équilibrées.



**Figure.I.1** : Stator.

**I.2.2.2. Le rotor** : L'élément rotatif est appelé rotor. Il supporte un bobinage triphasé connecté en étoile et court-circuité sur lui-même avec le même nombre de pôles que celui du stator MS, bobinage similaire à celui du stator MS. Pour distinguer les différents types de machines asynchrones, tenez compte des facteurs suivants :

- **Le rotor bobiné** : Les barres métalliques forment un enroulement triphasé, les extrémités de ces enroulements sont soudées à trois bagues, des balais frottant sur ces bagues permettent d'accéder au rotor [20].



**Figure. I.2** : rotor bobiné.

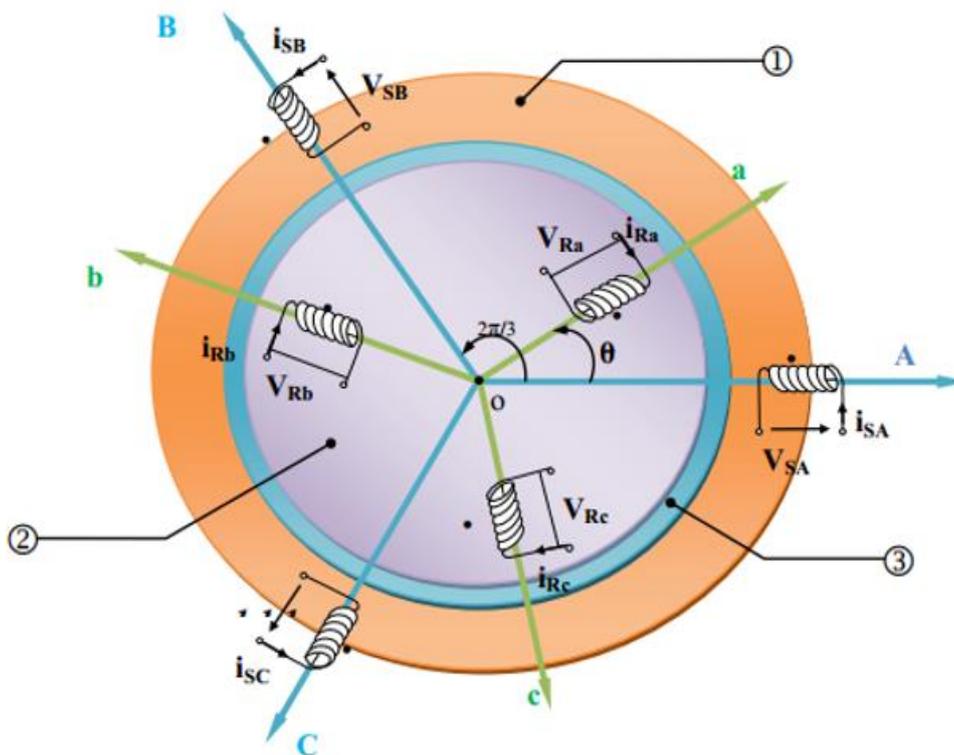
- **Rotor à cage d'écureuil** : Il est constitué de barres métalliques parallèles reliées par deux couronnes, il représente une résistance très faible, on dit que le rotor est en court-circuit [3].



Figure.I.3 : Rotor à cage d'écureuil.

### I.2.3. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Une machine asynchrone fonctionne sur la base de l'interaction électromagnétique entre le champ tournant produit par le courant triphasé du réseau fourni à l'enroulement du stator et les courants induits dans l'enroulement du rotor lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. Le couple moteur produit par ce champ tournant fera tourner le rotor dans le même sens que le champ tournant [4].



①Partie fixe : Stator. ②Partie mobile : Rotor. ③Entrefer constant.

Figure.I.4 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone[44].

### I.2.4. La plaque signalétique de la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone a une carte d'identification présenter dans la figure suivante :

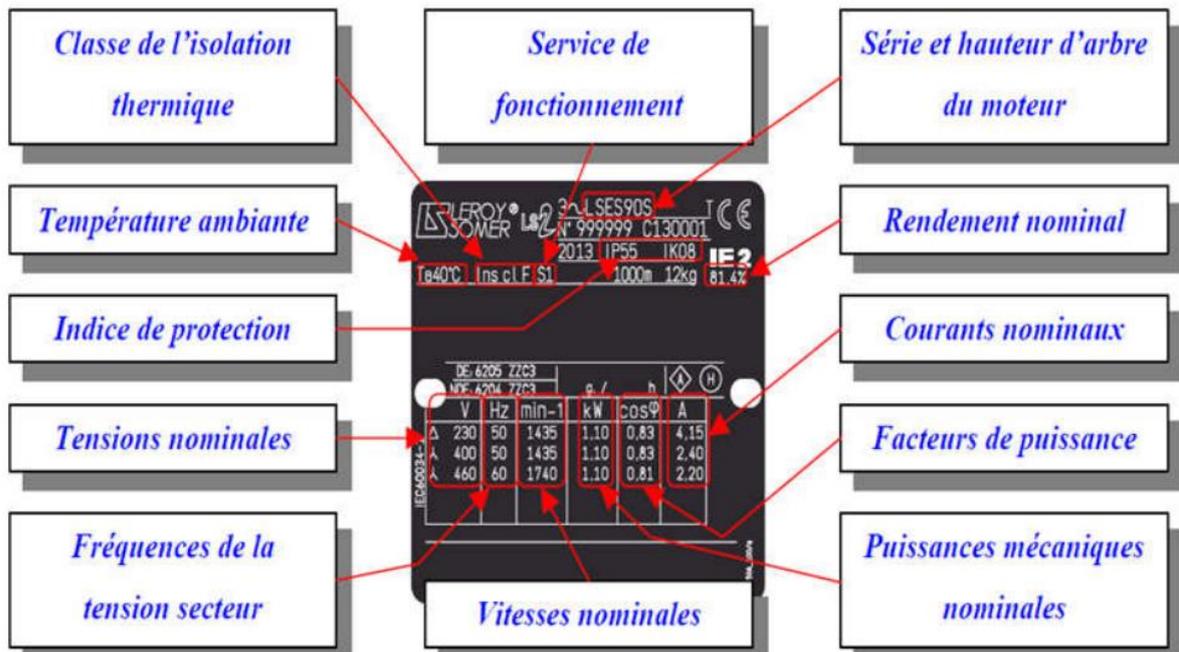


Figure I.5 : Plaque signalétique d'un moteur asynchrone [5].

### I.2.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux :

- **Les Avantages :**
  - Structure simple.
  - Robuste et facile à construire.
  - Coût réduit.
  - Absence d'un système bague balais.
- **Inconvénients :**
  - Non découplage naturel.
  - Non linéarités.
  - Difficile de contrôler la vitesse.

## I.3. Modélisation de la machine asynchrone :

### I.3.1. Hypothèses simplificatrices :

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courant, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses [6] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.
- Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :
  - L'additivité du flux.
  - La constance des inductances propres.
  - La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

### **I.3.2. Les équations générales de la MAS :**

#### **I.3.2.1. Les équations électriques :**

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

❖ **pour le stator :**

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

❖ **pour le rotor :**

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

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

❖ **pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.4})$$

❖ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = 0 \quad (I.6)$$

En désignant par :

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

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Les tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

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

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

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

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$  : Les flux totaux à travers ces enroulements.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

### I.3.2.2. Les équations magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Pour l'écriture condensée, on met :

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

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

On aura :

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

Tel que :

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

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

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phase statorique.

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phase rotorique. Avec :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant l'équation (I.8) dans les équations (I.4) et (I.6), Alors :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [i_{sabc}]) + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (\text{I.13})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r] \cdot [i_{rabc}]) + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}] \quad (\text{I.14})$$

### **I.3.2.3. Les équations mécaniques :**

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.15})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = P \cdot [i_{sabc}]^T \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [i_{rabc}]) \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$J$  : moment d'inertie du rotor.

$f$  : coefficient de frottement visqueux.

$C_{em}$ : couple électromagnétique.

$C_R$ : couple résistant.

$P$  : nombre de pair de pôle.

Les équations précédentes sont difficiles à résoudre puisque : L'ordre du système est élevé, la matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps en introduit la transformation de Park.

### I.3.3. Transformation de Park :

Il est difficile de simuler le système en raison de la complexité et de la non-linéarité des équations précédentes ; par conséquent, il est impératif de transformer Park, qui est une transformation en trois phases, deux phases suivies d'une rotation. Il permet de passer à une référence diphasée à partir de la référence (a, b et c) (d, q). Il crée un angle appelé angle de transformation Park ou angle Park avec le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  Tant que la force magnétomotrice et la puissance instantanée sont maintenues, la machine peut être modélisée assez simplement [7].

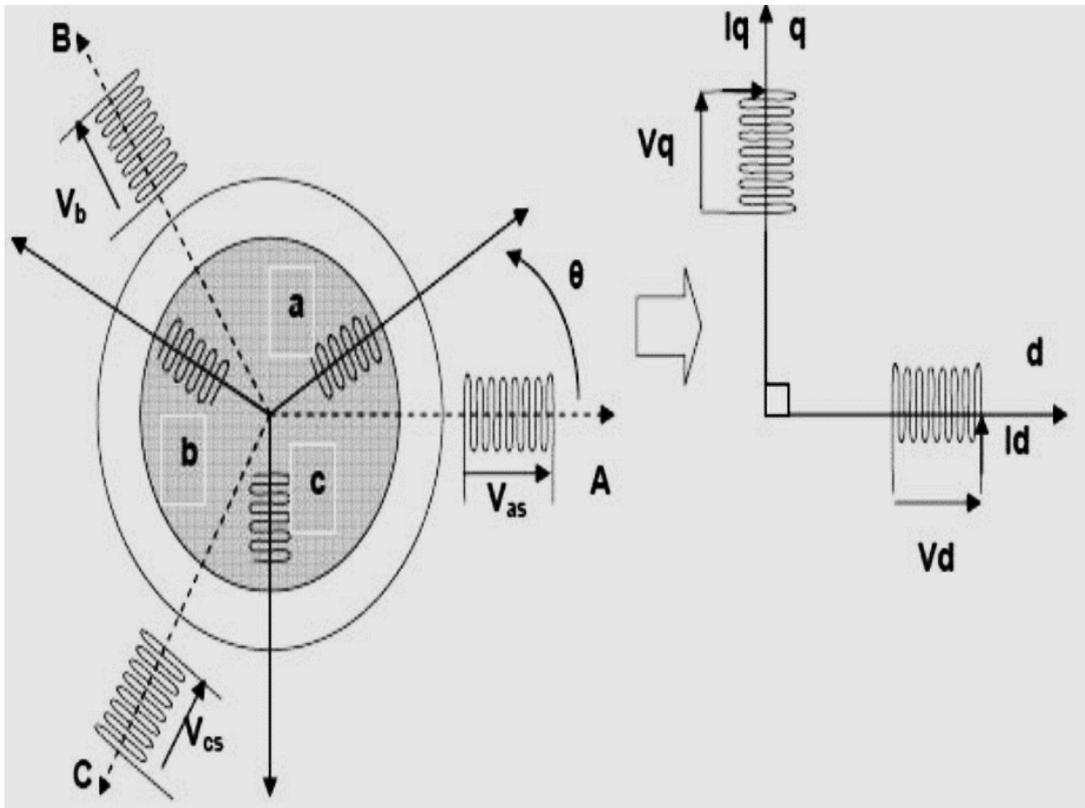


Figure I.6 : Modèle de Park de la MAS.

La transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini par la transformation de Park qui définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Tel que :

$P(\theta)$ : Matrice de transformation de Park.

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées ( $d, q$ ) par transformation inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Tel que :

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

Avec :

L'angle  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$ : pour le stator (angle entre l'axe  $od$  et la phase  $a$  du stator) ;

$\theta = \theta_r$ : pour le rotor (angle entre l'axe  $od$  et la phase  $a$  du rotor) ;

### I.3.4. Choix du repère :

Jusqu'à présent, nous avons écrit les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui forme un angle électrique ( $\theta_s$ ) avec le stator et un autre ( $\theta_r$ ) avec le rotor mais qui est par ailleurs indéfini ou libre. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant.

- Repère d'axes (d, q) **lié au stator** ( $\omega_s = 0$  et  $\omega_r = -\omega = p\Omega$ ): Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.
- Repère d'axes (d, q) **lié au rotor** ( $\omega_s = \omega_r$  et  $\omega = 0$ ): Ce choix est nécessaire dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.
- Repère d'axes (d, q) **lié au champ tournant** ( $\omega = \omega_s - \omega_r$ ): on choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes dont la fréquence d'alimentation est constante.

Rappelons que le repère (d, q) est le repère mobile c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$  afin d'effectuer les rotations [8].

### I.4.4. Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel de PARK :

En appliquant la transformation de Park sur le système d'équation (I.3) et (I.5) :

$$\begin{cases} [P]^{-1}[V_{sdq}] = [R_s][P]^{-1}[I_{sdq}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\varphi_{sdq}]) \\ [P]^{-1}[V_{rdq}] = [R_r][P]^{-1}[I_{rdq}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\varphi_{rdq}]) \end{cases} \quad (I.21)$$

Alors ;

$$\begin{cases} [P]^{-1}[V_{sdq}] = [R_s][P]^{-1}[I_{sdq}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1})[\varphi_{sdq}] + [P]^{-1} \frac{d}{dt}([\varphi_{sdq}]) \\ [P]^{-1}[V_{rdq}] = [R_r][P]^{-1}[I_{rdq}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1})[\varphi_{rdq}] + [P]^{-1} \frac{d}{dt}([\varphi_{rdq}]) \end{cases} \quad (I.22)$$

Soit;

$$\frac{d}{dt}([P]^{-1}) = \omega_a [P]^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

En utilisant (I.22) et en multipliant les deux membres par [P], on obtient :

$$\begin{cases} [V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{sdq}] + \frac{d}{dt}([\varphi_{sdq}]) \\ [V_{rdq}] = [R_r][I_{rdq}] + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{rdq}] + \frac{d}{dt}([\varphi_{rdq}]) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Pour un système d'axes  $(\alpha, \beta)$  de référentiel lié au stator, on a :

- Au stator:  $\omega_\alpha = 0$
- Au rotor:  $\omega_\alpha = -\omega$

Avec:  $\omega = p\Omega$

$$\begin{cases} [V_{s\alpha\beta}] = [R_s][I_{s\alpha\beta}] + \frac{d}{dt}([\varphi_{s\alpha\beta}]) \\ [V_{r\alpha\beta}] = [R_r][I_{r\alpha\beta}] - \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{r\alpha\beta}] + \frac{d}{dt}([\varphi_{r\alpha\beta}]) \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Avec:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère  $(\alpha, \beta)$  peut être donnée par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{I.29})$$

En utilisant les équations (I.15), (I.26) à (I.29), et on choisit les composants de vecteur d'état =  $[\Omega \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta} \ I_{s\alpha} \ I_{s\beta}]$ , On obtient le modèle suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} - \frac{F_r \Omega}{J} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_{r\alpha} - P\Omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_{r\beta} + P\Omega \varphi_{r\alpha} \\ \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = - \left(\frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) I_{s\alpha} - \left(\frac{MP\Omega}{\sigma L_s L_r}\right) \varphi_{r\beta} + \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = - \left(\frac{L_r^2 R_s + M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) I_{s\beta} + \left(\frac{MP\Omega}{\sigma L_s L_r}\right) \varphi_{r\alpha} + \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s L_r} V_{s\alpha} \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

Pour un système d'axes  $(d, q)$  de référentiel lié au champs tournant, on a :

- Au stator :  $\omega = \omega_s$
  - Au rotor :  $\omega_\alpha = \omega_s - \omega$
- Avec :  $\omega = P\Omega$

Donc, (I.24) devient :

$$\begin{cases} [V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([\varphi_{sdq}]) \\ [V_{rdq}] = [R_r][I_{rdq}] + (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{rdq}] + \frac{d}{dt} ([\varphi_{rdq}]) \end{cases} \quad (I.31)$$

### A. Equations électriques :

❖ Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

❖ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

### B. Equations magnétiques :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Avec :

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

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance cyclique propre rotorique.}$$

Pour que le modèle soit complet, on doit lui adjoindre d'équation mécanique.

### C. Le couple électromagnétique

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 qui est définie comme suit :

$$C_e = PM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qs}) \quad (\text{I.36})$$

$$C_e = P(f_{ds}I_{qs} - f_{qs}I_{ds}) \quad (\text{I.37})$$

$$C_e = P(f_{qr}I_{dr} - f_{dr}I_{qr}) \quad (\text{I.38})$$

$$C_e = P \frac{M}{L_r} [\varphi_{rd}I_{sq} - \varphi_{rq}I_{sd}] \quad (\text{I.39})$$

En utilisant les équations (I.15), (I.32) à (I.35) et (I.39) et on obtient le modèle suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\varphi_{rd}I_{sq} - \varphi_{rq}I_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{F_r\Omega}{J} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_{rq} - \omega_d \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_{rd} + \omega_d \varphi_{rq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sq} - \left(\frac{MP\Omega}{\sigma L_s L_r}\right) \varphi_{rd} + \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \varphi_{rq} - \omega_e I_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sd} + \left(\frac{MP\Omega}{\sigma L_s L_r}\right) \varphi_{rq} + \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \varphi_{rd} + \omega_e I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \omega_d = \omega_e - P\Omega \text{ et } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

Afin que l'orientation de flux soit effectuée nous supposons les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = 0 \\ \varphi_{rq} = \varphi_r \end{cases}$$

Par conséquent, nous obtenons le modèle réduit de la MAS qui s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\varphi_r I_{sq}) - \frac{C_r}{J} - \frac{F_r \Omega}{J} \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \left(\frac{1}{T_r}\right) \varphi_r \\ \frac{dl_{sq}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sq} - \left(\frac{MP\Omega}{\sigma L_s L_r}\right) \varphi_r - \omega_e I_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{dl_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{sd} + \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \varphi_r + \omega_e I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{cases} \quad (I.41)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \omega_d = \frac{M}{T_r \varphi_{rd}} I_{sq}, \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ et } \omega_e = \omega_d + P\Omega$$

Tout automaticien apprécierait la modélisation dans la représentation d'état pour le contrôle, en particulier lors de l'étude d'un système à plusieurs variables. Les variables d'état, d'entrée et de sortie du système sont choisies en fonction des objectifs de contrôle ou d'observation [9].

Le vecteur  $[X]$  avec les courants statoriques, le flux rotorique dans les axes  $(d, q)$ , et la vitesse  $\Omega$  est choisi pour être transposé pour la commande du moteur asynchrone, avec :

$$X = [\Omega \ \varphi_r \ I_{sd} \ I_{sq}]^T$$

#### **I.4. Conclusion :**

Ce chapitre est dédié à la modélisation du moteur asynchrone, ainsi qu'au développement du son modèle mathématique sur Simulink, Ce qui nous permet de mettre en évidence la non-linéarité de ce système.

Dans ce chapitre, on a établi le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé  $(a, b, c)$  au système biphasé linéaire  $(d, q)$  dans le cadre de la transformation de Park. Cette dernière permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution.

Le modèle le plus inclusif pour la représentation du moteur asynchrone est le modèle de machine dans la référence  $(d, q)$ . En raison de l'inclusion de la vitesse dans les équations électriques du système d'état, il s'agit d'un système non linéaire.

La simulation du modèle de la machine asynchrone permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple et dans le but de contrôler la vitesse du moteur avec la commande Backstepping qui sera l'objet du deuxième chapitre.

---

---

*Chapitre 2 : La commande  
backstepping du moteur asynchrone*

---

---

## Chapitre 2:

# La commande backstepping du moteur asynchrone

### II.1. Introduction :

Lors du contrôle de systèmes non linéaires ou avec des paramètres non constants, la loi des systèmes de contrôle traditionnels peuvent ne pas être assez puissants car ils ne sont pas assez robustes, en particulier lorsque les caractéristiques dynamiques telles que la précision du système sont strictement requises. Il faut utiliser une loi de commande insensible aux perturbations et aux changements de paramètres non linéaires.

Étant donné que les modèles de processus, même ceux qui sont très compliqués, ne sont jamais complètement précis, la linéarisation globale par bouclage n'est souvent pas réalisable et les systèmes ne sont généralement que partiellement linéarisables.

Au cours des 20 dernières années, la théorie du contrôle non linéaire a connu une croissance significative. Les modèles de contrôle pour les systèmes non linéaires sont conçus et mis en œuvre en utilisant les méthodes découvertes dans ce domaine. Actuellement, ces derniers se sont améliorés et sont devenus plus organisés. La théorie du backstepping est l'une des méthodes les plus connues. Cette approche est construite sur l'architecture récursive de la loi de commande basée sur Lyapunov.

### II.2. Théorie de Lyapunov et stabilité :

La condition essentielle d'un système contrôlé est qu'il doit converger vers un état que nous spécifions. Exprimons cette condition en termes d'attributs d'équilibre souhaités [10]. Dans l'étude d'un système dynamique, cependant, la stabilité est considérée comme l'attribut le plus recherché. En automatique, nous distinguons entre autres la stabilité d'un point d'équilibre, l'entrée et la sortie de la stabilité.... En général, depuis l'utilisation des résultats de la théorie de Lyapunov du travail de stabilité dérivée, qui prend en charge la stabilité de modèles dynamiques de systèmes linéaires ou non linéaires, cette étude a connu une avancée significative.

#### II.2.1. La stabilité au sens de Lyapunov :

Les deux méthodes de Lyapunov, connues sous les noms de la première et la seconde méthode représentent des outils analytiques puissants. Il s'agit d'étudier la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre en utilisant une approximation linéaire dans la première technique, aussi appelée méthode de linéarisation. L'utilisation des outils du système de contrôle

linéaire est activée par la mise en évidence de la méthode. La deuxième méthode, en revanche, est plus générale et se base sur le principe de l'énergie pour analyser la stabilité : « un système physique est stable si son énergie mécanique totale diminue avec le temps », et Lyapunov a pu décrire une fonction similaire avec propriétés énergétiques pour lesquelles l'analyse de stabilité devient plus pratique [10].

### **II.2.1.1. Première méthode de Lyapunov :**

Cette méthode permet d'évaluer la stabilité d'un système en linéarisant la dynamique autour d'un point d'équilibre, qui s'appuie sur l'étude de la stabilité locale. Cette méthode est peu utile car elle n'examine que la stabilité locale et ne fournit aucune information sur le domaine de stabilité globale. De plus, du fait des approximations du premier ordre, toutes sortes de phénomènes non linéaires ne peuvent pas être pris en considération. Si le système linéarisé est instable, le système non linéaire doit l'être aussi.[11]

### **II.2.1.2. Deuxième méthode de Lyapunov :**

Le concept d'énergie dans un système sous-tend cette stratégie. Le principe de cette méthode est d'analyser la stabilité du système sans avoir à résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. L'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est comparable, le long de la trajectoire du système suffit à la stabilité. Trouver une fonction  $V(x)$  (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée  $dv/dt$  est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine est l'étude de la stabilité d'un système décrit par un vecteur d'état  $X$ . [11]

### **II.2.2. Fonction candidate de Lyapunov :**

$V(x)$  est le concurrent de Lyapunov, et il a deux propriétés importantes :

- ❖ Le premier est de savoir si l'extremum au point d'équilibre est un maximum ou un minimum. Si cet extremum est un minimum, le point d'équilibre sera stable. La fonction sera limitée à être positive pour toute valeur autre que l'origine afin de contraindre l'apparition d'un minimum au point d'équilibre. Ce n'est qu'à l'origine qu'il peut être annulé.
- ❖ La deuxième caractéristique de la fonction candidate de Lyapunov est qu'elle tend à diminuer ou à se conserver au cours de l'évolution du système en présence d'un système

stable. En conséquence, on exigera en plus du candidat de Lyapunov que la dérivée de celui-ci soit négative.

$$V(\dot{x}) = \left(\frac{dv}{dx}\right) f(x) < 0 \tag{II.1}$$

### **II.3. Commande par Backstepping :**

#### **II.3.1. Principe : [11][12]**

De nombreux progrès ont été réalisés dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires il y a quelques années. L'une de ces nouvelles avancées dans cette discipline est le recul technique. Il présente une méthode de synthèse systématique pour les systèmes non linéaires de formes triangulaires. Il est basé sur la déconstruction du système de contrôle complet, qui est typiquement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé, en une série de sous-systèmes de contrôle de premier ordre. Une loi de commande dite virtuelle est calculée pour chaque sous-système. Cela servira de référence pour les sous-systèmes suivants jusqu'à ce que la loi de commande de l'ensemble du système soit établie. De plus, contrairement aux méthodes de linéarisation, cette technique conserve des non-linéarités bénéfiques aux performances et à la robustesse de la commande. L'utilisation des fonctions de Lyapunov pour décomposer l'ordre de l'ensemble du système permet de déterminer les lois de commande qui résultent de cette technique (CLF).

#### **II.3.2 Méthode générale de synthèse par Backstepping :**

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u \end{aligned} \tag{II.2}$$

**Avec :**

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^t \in R^n, u \in R$$

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode Backstepping, on considère que la sortie du système  $y = x_1$  désire suivre le signal de référence  $Y_{ref}$ . Le système étant d'ordre  $n$ , la mise en œuvre s'effectue en  $n$  étapes :

➤ **Etape1** : On commence par la première équation du système (II.2), où  $x_2$  sera considérées comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \quad (II.3)$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (II.4)$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (II.5)$$

Pour un tel système, on construit d'abord la fonction de Lyapunov  $V_1$  sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (II.6)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (II.7)$$

Un choix judicieux de rendrait  $V_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (II.5) Pour cela, prenons, telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (II.8)$$

Où  $k_1$  est une constante de conception positive.

Ainsi, la loi de commande pour le système (II.5) sera donnée par :

$$a_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (II.9)$$

Ce qui implique

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (II.10)$$

➤ **Etape2** :

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous-système précédent (II.5).

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{II.11})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{II.12})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 \\ &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Pour le système (3.13), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \\ &= \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 \\ &= -k_1e_1^2 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Ainsi, la loi de commande pour le système (II.13) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)}[-k_2e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$k_2$  est une constante de conception positive.

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1\dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{II.17})$$

Un tel choix implique :

$$\dot{v}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 \leq 0 \quad (\text{II.18})$$

➤ **Etape n :**

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{II.19})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - a_{n-1} \quad (\text{II.20})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{a}_{n-1} \\ &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{a}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Pour le système (3.22), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{II.22})$$

#### II.4. Application de la commande par Backstepping au moteur asynchrone

L'application de la technique Backstepping au moteur asynchrone est basée sur les étapes suivantes :

- Calculons, pour un sous-système, la première commande virtuelle à partir de l'erreur de poursuite  $e_1 = y_{ref} - y$  et la dynamique d'adaptation, qui va être utilisée au second étage comme signal de référence pour l'état suivant.
- Déterminons une fonction de Lyapunov de telle sorte que sa dérivée soit négative.
- Répétons l'opération jusqu'au  $n^{ème}$  étage (ordre du système) qui nous permet de générer la commande qui garantit la stabilité globale du système et qui va lui être appliquée.

Le modèle utilisé est celui du chapitre I, où toutes les grandeurs électriques sont indiquées à l'aide d'un repère d'axe (d, q). Impliquant le champ tournant et désigné comme modèle (d, q). Pour faciliter l'écriture des équations, les notations des équations (I.40) ont été modifiées.

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = a(X_2 X_3) - bX_1 - \frac{c_r}{J} \\ \dot{X}_2 = c_1 X_4 - c_2 X_2 \\ \dot{X}_3 = -\gamma X_3 - d_1 X_2 X_1 - \omega_e X_4 + d_2 V_{sq} \\ \dot{X}_4 = -\gamma X_4 + d_3 X_2 + \omega_e X_3 + d_2 V_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Avec

$$\begin{cases} X_1 = \Omega \\ X_2 = \varphi_r \\ X_3 = I_{sq} \\ X_4 = I_{sd} \end{cases}$$

Où ;

$$a = \frac{PM}{JL_r}, \quad b = \frac{F_r}{J}, \quad c_1 = \frac{M}{T_r}, \quad c_2 = \frac{1}{T_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}$$

$$d_1 = \frac{MP}{\sigma L_s L_r}, \quad d_2 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad d_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}$$

➤ **Première étape :**

La suppression des régulateurs de vitesse et de flux est le but de cette étape. Nous définissons les erreurs comme, respectivement, l'erreur entre la référence du module de flux et sa valeur réelle, et l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse de référence.

La définition suivante s'applique aux erreurs suivantes de vitesse de rotation et de flux rotor :

$$e_1 = \Omega_d - \Omega = X_{1d} - X_1 \quad (\text{II.24})$$

$$e_2 = \varphi_{rd} - \varphi_r = X_{2d} - X_2 \quad (\text{II.25})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_d - \dot{\Omega} = \dot{X}_{d1} - \dot{X}_1 = \dot{X}_{1d} - aX_2X_3 + bX_1 + \frac{c_r}{J} \quad (\text{II.26})$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{rd} - \dot{\varphi}_r = \dot{X}_{2d} - \dot{X}_2 = \dot{X}_{2d} - C_1X_4 + C_2X_2 \quad (\text{II.27})$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{II.28})$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \quad (\text{II.29})$$

$$\dot{V}_1 = e_1(\dot{X}_{1d} - \dot{X}_1) + e_2(\dot{X}_{2d} - \dot{X}_2) \quad (\text{II.30})$$

Alors

$$\dot{V}_1 = e_1 \left( \dot{X}_{1d} - aX_2X_3 + bX_1 + \frac{c_r}{J} \right) + e_2(\dot{X}_{2d} - C_1X_4 + C_2X_2) \quad (\text{II.31})$$

Pour assurer que  $\dot{V}_1 < 0$ ,  $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2$

On prend ;

$$\dot{X}_{1d} - aX_2X_3 + bX_1 + \frac{c_r}{J} = -k_1 e_1 \quad (\text{II.32})$$

$$\dot{X}_{2d} - C_1X_4 + C_2X_2 = -k_2 e_2 \quad (\text{II.33})$$

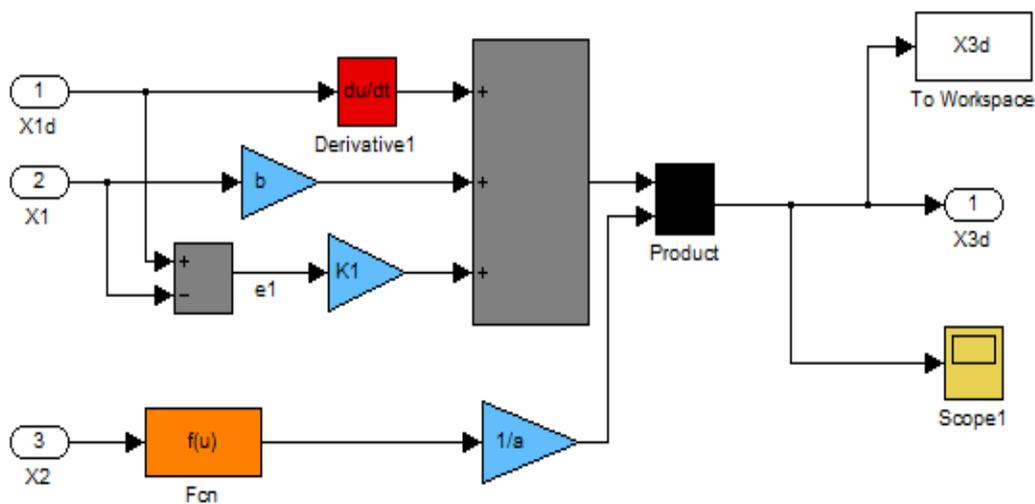
On sélectionne les nouvelles entrées virtuelles et  $X_{3d}$  et  $X_{4d}$  de manière appropriée pour rendre  $\dot{V}$  négatif.

Par conséquent ;

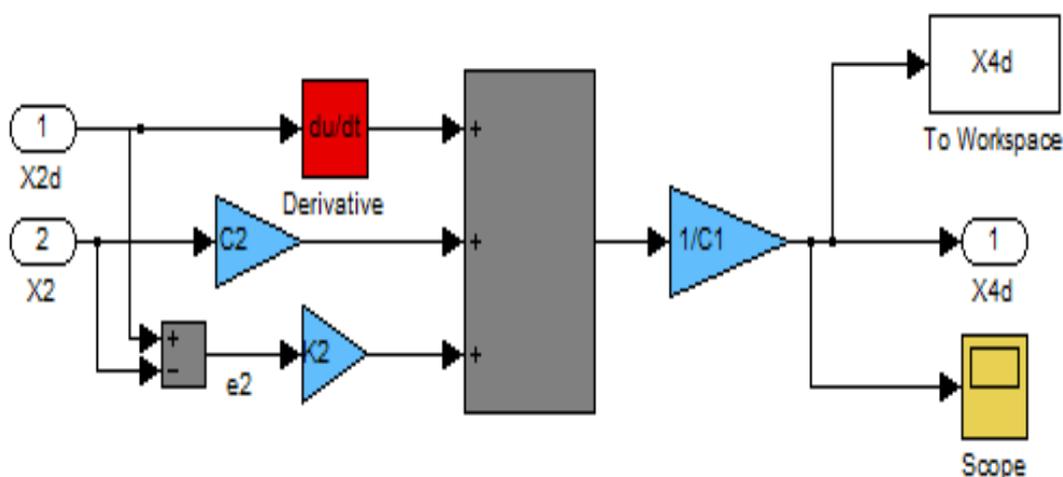
$$X_{3d} = \frac{1}{ax_2} \left( \dot{X}_{1d} + bX_1 + \frac{c_r}{J} + K_1 e_1 \right) \quad , \quad K_1 > 0 \quad (II.34)$$

$$X_{4d} = \frac{1}{c_1} \left( \dot{X}_{2d} + C_2 X_2 + K_2 e_2 \right) \quad , \quad K_2 > 0 \quad (II.35)$$

Les schémas-blocs de calcul des courants  $X_{3d}$  et  $X_{4d}$  sont représentés respectivement sur les figures (II.1) et (II.2).



**Figure II.1** : Schéma bloc de calcul  $X_{3d}$ .



**Figure II.2** : Schéma bloc de calcul  $X_{4d}$ .

➤ **Deuxième étape :**

Le calcul des tensions de commande est le but de cette étape. Les différentes erreurs relatives aux propriétés du courant stator et leurs références sont définies. Pour notre système, nous définissons la fonction potentielle de Lyapunov  $V(x)$  comme suit :

$$e_3 = i_{sqd} - i_{sq} = X_{3d} - X_3 \quad (\text{II.36})$$

$$e_4 = i_{sdd} - i_{sd} = X_{4d} - X_4 \quad (\text{II.37})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_3 = \dot{X}_{3d} - \dot{X}_3 = i_{sqd} - i_{sq} = \dot{X}_{3d} + \gamma X_3 + d_1 X_1 X_2 + w_e X_4 - d_2 V_{Sq} \quad (\text{II.38})$$

$$\dot{e}_4 = \dot{X}_{4d} - \dot{X}_4 = i_{sdd} - i_{sd} = \dot{X}_{4d} + \gamma X_4 - w_e X_3 - d_3 X_2 - d_2 V_{Sd} \quad (\text{II.39})$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (\text{II.40})$$

La dérivée fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \\ &= e_3 (x_{3d} - x_3) + e_4 (x_{4d} - x_4) \\ &= e_3 (x_{3d} + \gamma x_3 + d_1 x_1 x_2 + w_e x_4 - d_2 V_{Sq}) + e_4 (x_{4d} + \gamma x_4 - w_e x_3 - d_3 x_2 - d_2 V_{Sd}) \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

Afin d'avoir  $\dot{V}_2 < 0$  il faut  $\dot{V}_2 = -k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2$

Donc :

$$x_{3d} + \gamma x_3 + d_1 x_1 x_2 + w_e x_4 - d_2 V_{Sq} = -k_3 e_3 \quad (\text{II.42})$$

$$x_{4d} + \gamma x_4 - w_e x_3 - d_3 x_2 - d_2 V_{Sd} = -k_4 e_4 \quad (\text{II.43})$$

En sélectionnant la loi de commande suivante :

$$V_{Sd} = \frac{1}{d_2} (x_{3d} + \gamma x_3 + d_1 x_1 x_2 + w_e x_4 + k_3 e_3), \quad k_3 > 0 \quad (\text{II.44})$$

$$V_{Sq} = \frac{1}{d_2} (x_{4d} + \gamma x_4 - w_e x_3 - d_3 x_2 + k_4 e_4), \quad k_4 > 0 \quad (\text{II.45})$$

Les figures ci-dessous montrent comment les schémas bloc de calcul  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .

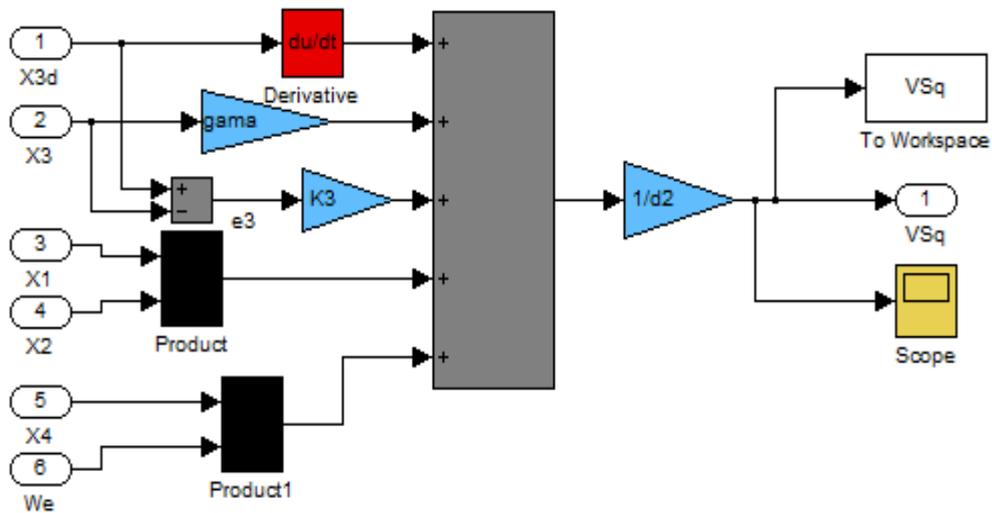


Figure.II.3 : Schéma bloc de calcul  $V_{sq}$ .

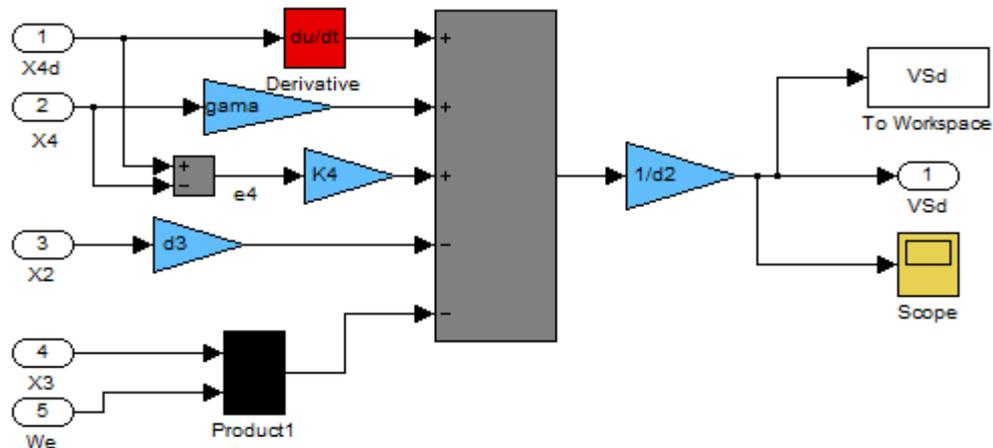


Figure.II.4 : Schéma bloc de calcul  $V_{sd}$ .

## II.5. Résultats de la simulation

Les paramètres de la machine à induction testée sont donnés en ANNEXE A, et les paramètres du régulateurs backstepping sont donnés en ANNEXE B.

La figure (II.5) représente les résultats de simulation de la commande Backstepping du moteur asynchrone. Le moteur démarre à vide, puis à l'instant  $t = 0.7$  s, on applique un couple résistante égale à  $10 \text{ N.m}$ .

Le moteur est fonction avec une vitesse de référence constante de  $120 \text{ rad/s}$  en premier lieu ; ensuite avec une référence sinusoïdale d'amplitude  $120 \text{ rad/s}$ .

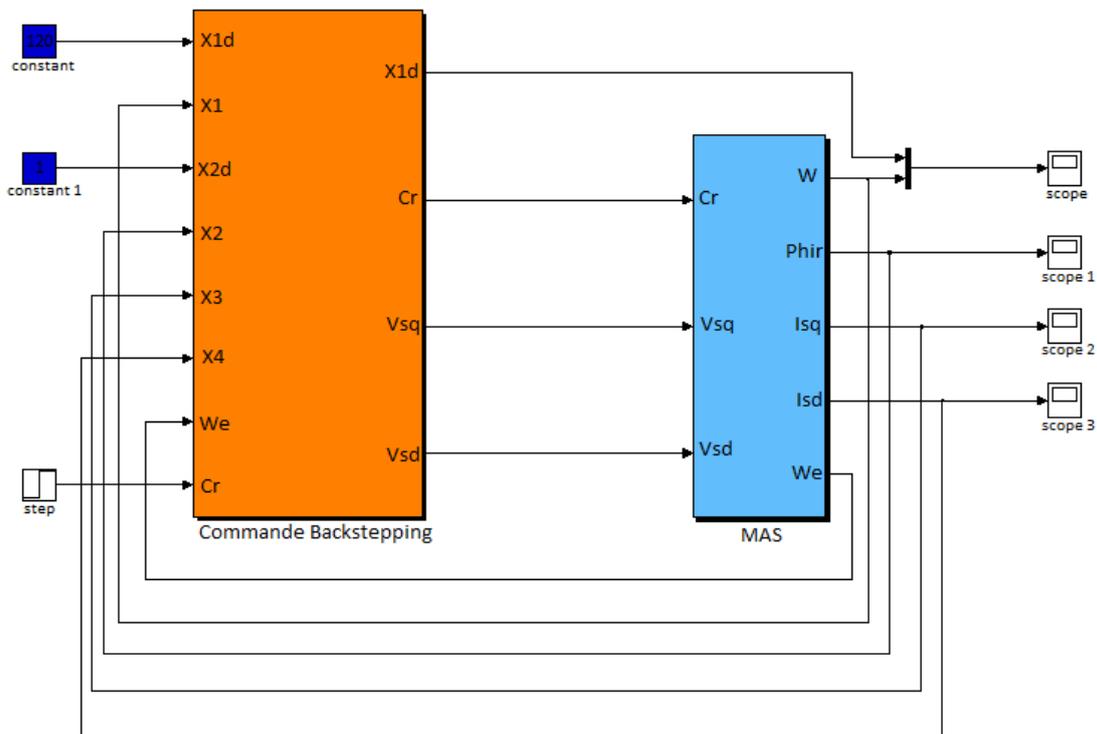


Figure.II.5 : Schéma bloc de la commande par Backstepping du MAS.

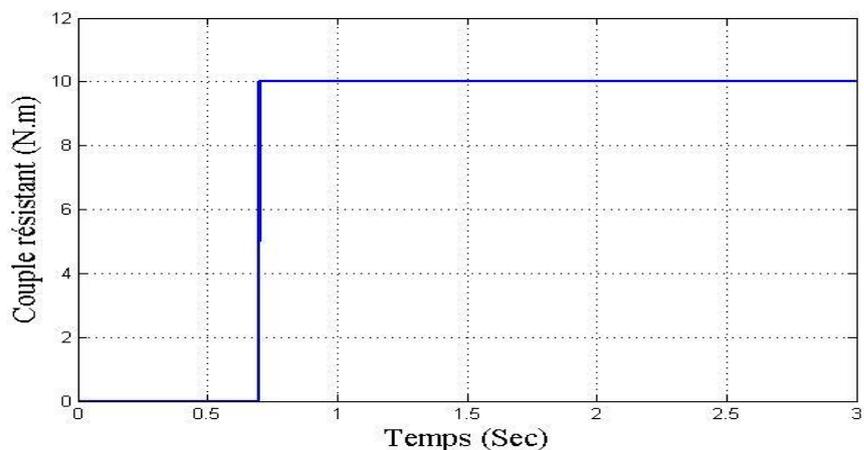


Figure.II.6 : Le couple resistant  $Cr$ .

La figure II.6 montre le couple résistant  $Cr=10 N.m$  à  $(t=0.7 s)$  introduit.

La figure II.7 montre les résultats de simulation de la commande Backstepping du moteur synchrone avec une vitesse de référence constante . Ce qui montre la poursuite de la vitesse est assurer avec une erreur statique faible, Le flux est confondu sur sa valeur de référence.

L'introduction de couple resistant  $Cr=10 N.m$  à  $(t=0.7 s)$  diminue légèrement la vitesse de rotation, ce qui sera regler par le regulateu backstepping, en effet le courant statoriques  $i_{sq}$  augmentent de 6 ampères à  $t=0.75s$  pour convaincre le couple résistant, par contre le courant statorique  $i_{sd}$  atteinne une valeur constante.

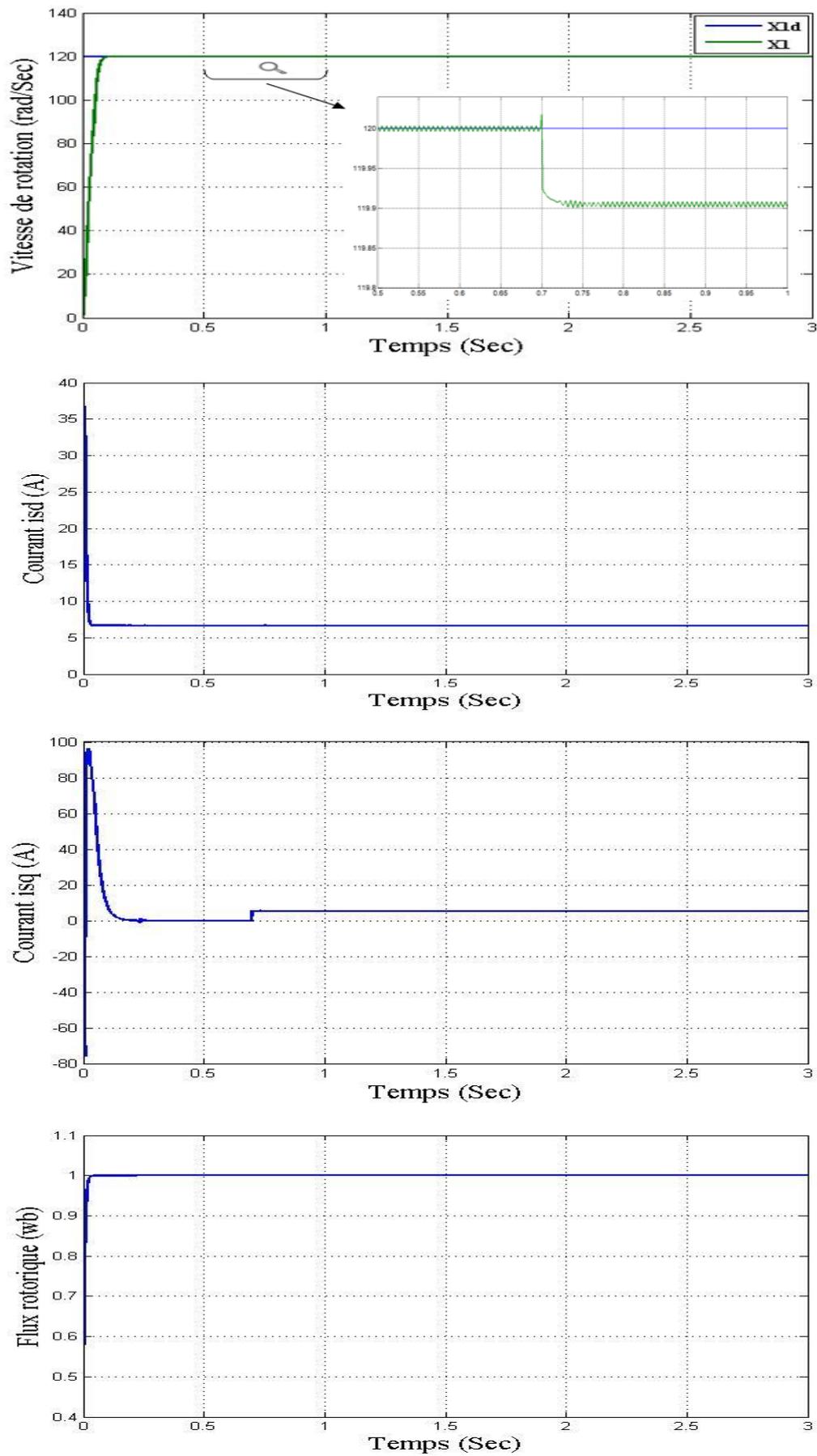


Figure.II.7 : Résultats de la simulation de la commande Backstepping du moteur asynchrone avec une vitesse de référence constante.

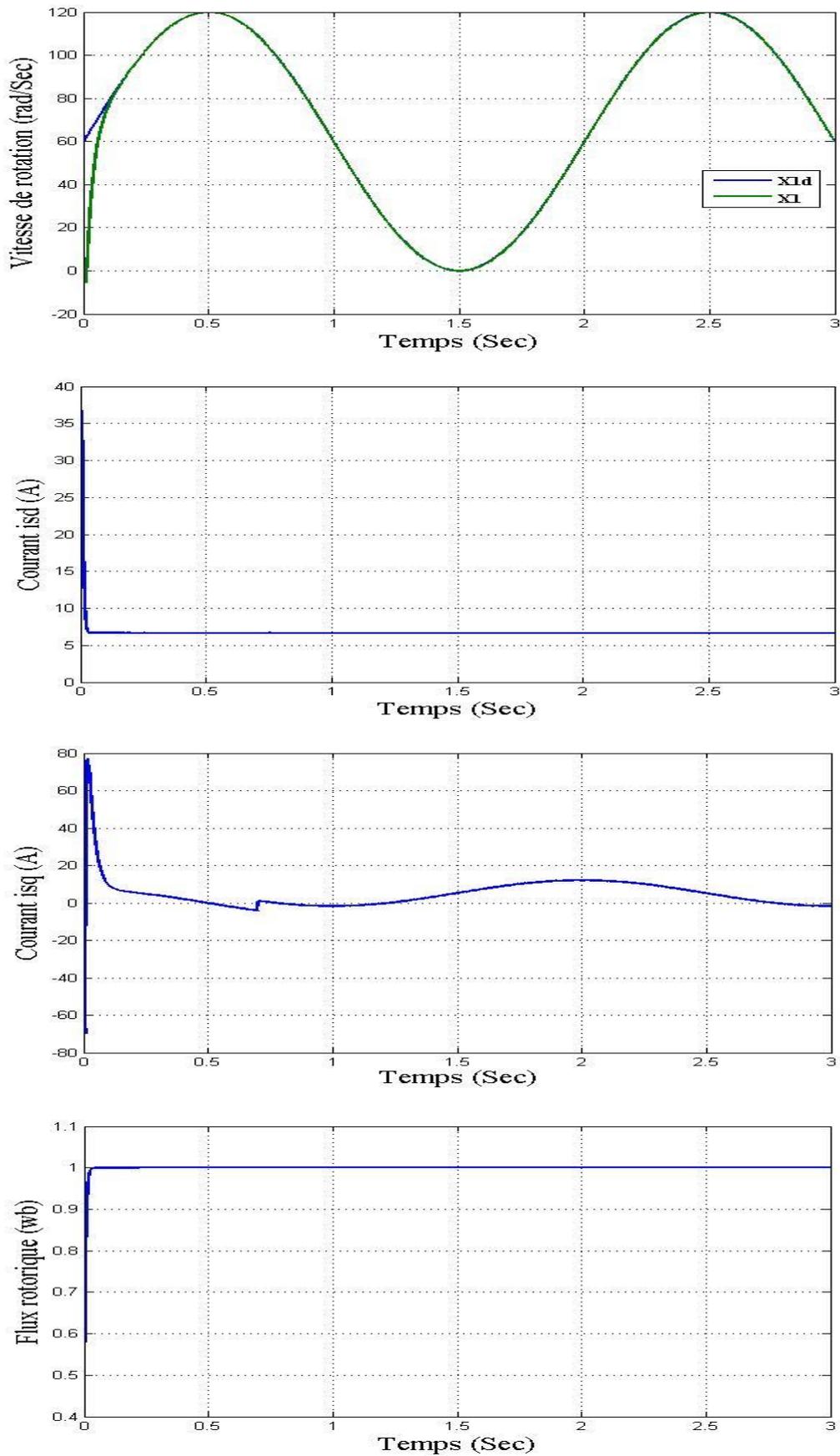


Figure.II.8 : Résultats de la simulation de la commande Backstepping du moteur asynchrone avec une vitesse de référence sinusoïdale.

La figure II.8 montre les résultats de simulation de la commande Backstepping du moteur synchrone avec une vitesse de référence sinusoïdale. Ce qui montre la poursuite de la vitesse est assurée avec une erreur statique faible. Donc, on remarque qu'il y a une bonne convergence de vitesse vers sa valeur de référence., Le flux est confondu sur sa valeur de référence.

Lorsqu'en applique une vitesse variante entre 0rad/s et 120 rad/s, Le couple électromagnétique et le courant statorique  $i_{sd}$  reste constante, La machine développe un pic de courant statorique  $i_{sq}$  puis il tend vers sa valeur stable.

## **II.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons examiné le contrôle par backstepping, méthode basée sur l'approche directe de Lyapunov, ainsi que la définition de la stabilité au sens de Lyapunov basée sur ses deux formes (premier, deuxième). Il a été constaté que cette méthode récursive de synthèse des lois de commande est systématique, compréhensible et stabilise notre système. Par la suite, le moteur asynchrone a reçu ce dernier. En sélectionnant avec soin la fonction Lyapunov, cette commande s'établit pas à pas tout en assurant la stabilité du moteur.

Les résultats de la simulation démontrent que l'instruction Backstepping du MAS est résistante aux perturbations extérieures. Il est performant dans le découplage du flux et du couple ainsi qu'au niveau de la régulation de vitesse.

---

*Chapitre 3 : La commande sans  
capteur du moteur asynchrone par  
l'observateur MRAS-MG*

---

## **Chapitre 3:**

# **La commande sans capteur du moteur asynchrone par l'observateur MRAS-MG**

### **III.1. Introduction :**

Une rétroaction fiable est nécessaire au bon fonctionnement d'un mécanisme de contrôle de processus. Des capteurs peuvent fournir ces informations. Des capteurs électriques (courants, tensions, flux) ou des capteurs mécaniques peuvent être utilisés dans le contrôle des machines électriques (couple électromagnétique, vitesse de rotation, position angulaire).

Cependant, l'utilisation des capteurs à un coût supplémentaire et rend l'installation plus compliquée, il peut donc être nécessaire de réduire ou même de se débarrasser de certains capteurs. En fait, la solution de contrôle économique et fiable sans capteur de vitesse ou de position est introduite.

La création d'observateurs ou d'estimateurs applicables au contrôle de machines asynchrones fera l'objet de ce chapitre.

Ces commandes sont généralement sensibles aux changements paramétriques, aux perturbations internes et aux perturbations externes, nécessitant la création d'observateurs et d'estimateurs dignes de confiance. Ces observateurs peuvent contribuer à la mesure précise d'éléments incommensurables, ce qui élève le niveau du contrôle.

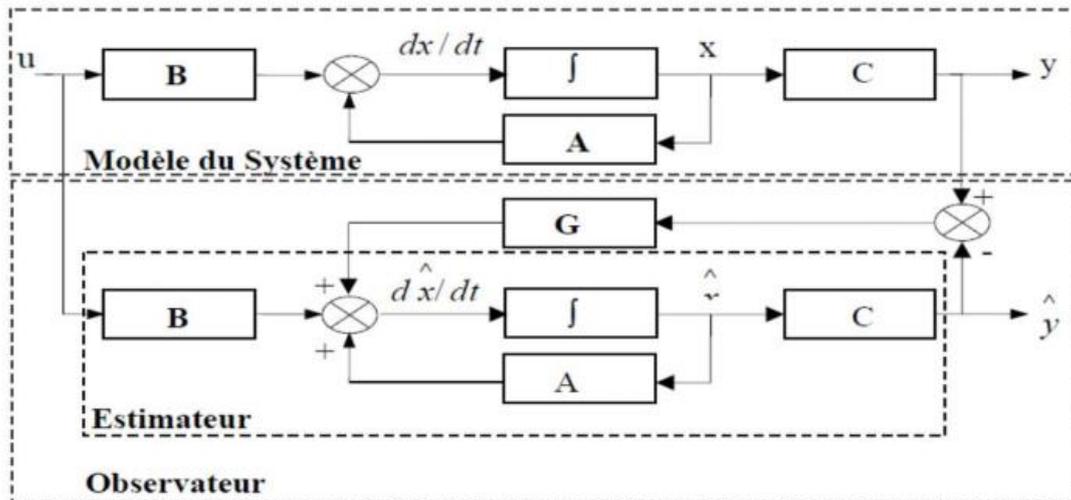
Nous donnerons un bref aperçu des concepts d'estimateurs et d'observateurs dans la première moitié. Ensuite, nous passerons en revue plusieurs méthodes d'estimation et d'observation pour reconstituer le flux et la vitesse du rotor de la machine asynchrone double étoile.

Nous passerons brièvement en revue les différentes approches d'adaptation, avec un focus sur la méthode MRAS basée sur le flux rotorique. Les observateurs à mode glissant sont l'un des types les plus connus d'observateurs robustes. Enfin, nous utiliserons des expériences de simulation pour démontrer.

### **III.2. Observation des systèmes dynamiques :**

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [13] [14]. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur les sorties estimées et les sorties

réelles, à l'aide de la matrice de gain G pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur (Figure III.1) [15].



**Figure III.1.** Schéma - bloc d'un observateur

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans (III.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à L'observateur suivant [13] [14] :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}(O)\hat{x} + \hat{B}u + G(Cx - C\hat{x}) \quad (III.1)$$

Où ; G est la matrice de gain de l'observateur

On définit comme erreur de mesure, l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenu à l'aide des équations

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A(O)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (III.2)$$

$$\hat{x} = \int (\hat{A}(O)\hat{x} + \hat{B}u) dt \quad (III.3)$$

Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient :

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = [A(O) - GC]\varepsilon + [\Delta A - G\Delta C]\hat{x} + \Delta Bu \quad (III.4)$$

### III.2.1. Principe de fonctionnement :

Un observateur est un modèle mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et des sorties passées. Cette estimation doit être

obtenue en temps réel, l'observateur revêt usuellement la forme d'un système dynamique. Dans la pratique, les observateurs peuvent prendre deux formes différentes [16] : observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites (cas de l'observateur du flux du moteur asynchrone), et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'états sont reconstruites.

**Définition** [17, 18] : On appelle observateur (reconstructeur) d'un système dynamique S.

$$S \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

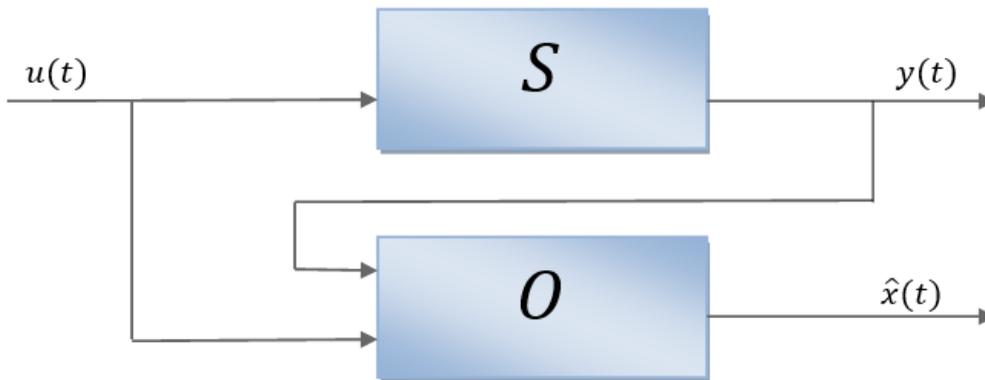
Un système dynamique auxiliaire O, dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrée et de sortie du système à observer, et dont le vecteur de sortie est l'état estimé  $\hat{x}(t)$  ;

$$O \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f_0(\hat{x}(t), u(t)) \\ \hat{y}(t) = h_0(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Tel que l'erreur entre le vecteur d'état  $x(t)$  et son estimée  $\hat{x}(t)$  tend asymptotiquement vers zéro :

$$\|e(t)\| = \|x(t) - \hat{x}(t)\| \rightarrow 0 \text{ quand } t \rightarrow \infty$$

Le schéma d'un observateur d'état est donné sur la figure (4.1).



**Figure III.2** : Schéma de principe d'un observateur.

### III.2.2. Classification des observateurs

Il existe deux familles d'observateurs, les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques :

Lorsque les bruits présents dans les mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état ne sont pas considérés, on est dans un environnement déterministe. Alors, tous les algorithmes qui génèrent une approximation  $\hat{x}$  de l'état  $x$  d'un système physique donné, sont décrits par la forme

dynamique (dans le cas linéaire) et sera appelé observateur déterministe. Parmi ces observateurs, on cite l'observateur de luenberger et l'observateur à mode glissant.

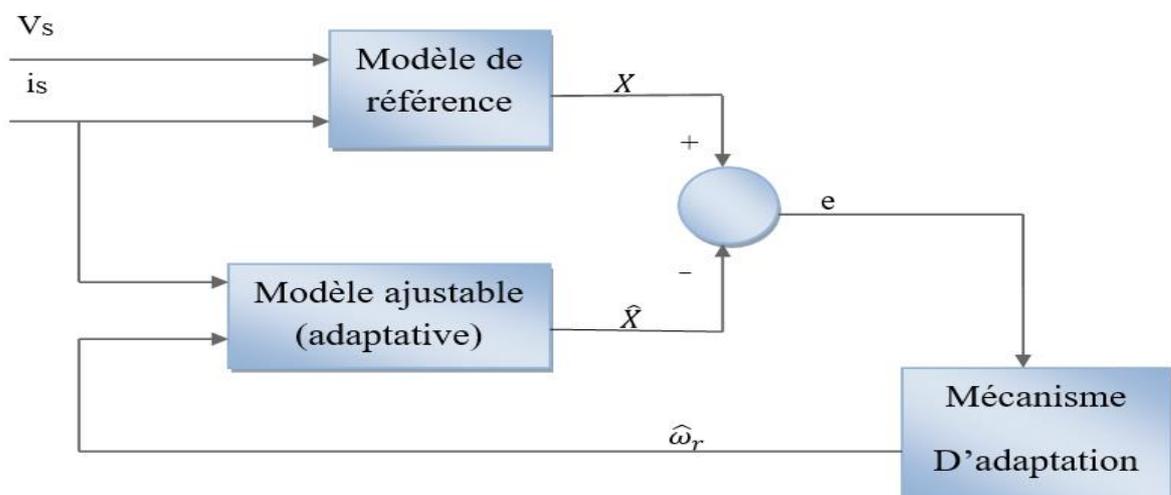
Il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman. Ce dernier est un algorithme récursif de traitement des données, qui génère, à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruit, les estimées optimales des variables d'état d'un système dynamique.

Les observateurs de type déterministe ne considèrent pas les fluctuations aléatoires dans l'estimation des variables d'état d'un système physique. Dans le cas où le système est perturbé par le bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman.

Ce dernier est un algorithme récursif de traitement des données, qui génère, à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruit, les estimées optimales des variables d'état d'un système dynamique [19].

### III.2.3. Observation de la vitesse par la méthode de MRAS:

La méthode du MRAS (Model Référence Adaptative System), introduit par (LANDAU), est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, ne doit pas dépendre de la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé « modèle de référence ou (modèle – tension) » et le deuxième est « le modèle ajustable (adaptatif) ou (modèle – courant) » en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. L'erreur entre les sorties (flux, f.é.m., puissance réactive) des deux estimateurs pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée  $\hat{\omega}_r$  [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26],[27], [28]. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable, conformément à la figure (III.3).



**Figure III.3 :** Structure générale de MRAS pour l'estimation de la vitesse.

Il y'a plusieurs structures MRAS selon la variable  $x$ , tels que le flux rotorique, la puissance réactive ou la force électromotrice (f.é.m.) et le courant statorique [29], [30].

L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes [22], [31] :

- Erreur entre le flux estimé par les modèles en courant et en tension [26], [28].
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre les f.é.m. estimées [32], [33].
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre l'erreur de courants statoriques et les flux rotoriques estimés [34], [35], [36].

Néanmoins, l'inconvénient majeur de l'estimation de vitesse basée sur MRAS est sa forte sensibilité aux paramètres de la machine. Pour cela, plusieurs travaux ont proposé des techniques d'adaptation en ligne de la résistance statorique [23], [26], [34], [37] ou bien l'adaptation en ligne de la résistance rotorique [38], [39].

De plus, le modèle en courant est sensible à la constante de temps rotorique et son adaptation en même temps avec l'estimation de la vitesse est difficile. Plusieurs recherches ont été développées pour palier à ce problème. Dans les références [34], [37] ont proposé d'ajouter des composantes alternatives de faible fréquence aux courants statoriques ou d'adapter la constante de temps rotorique après une période dans laquelle la vitesse est stabilisée [27].

### III.2.3.1. MRAS basée sur le flux rotorique :

L'exploitation de cette méthode pour l'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone a été développée par SCHAUDER. Pour estimer la vitesse, on compare le flux obtenu avec les équations statoriques et les équations rotoriques. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'erreur par un correcteur PI qui donne la valeur de la vitesse estimée [35], [40], [42].

Le choix des deux modèles pour construire le flux rotorique est :

- **Modèle de référence** : qui ne dépend pas explicitement de la vitesse et qui est construit à partir des équations statoriques de la machine (repère lié au stator).

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( v_{sd} - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( v_{sq} - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

- **Modèle adaptatif (ajustable)** : qui dépend explicitement de la vitesse et il sera construit à partir des équations rotoriques de la machine (repère lié au rotor).

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rq} + \hat{\omega}_d \hat{\varphi}_{rq} \\ \frac{d\hat{\varphi}_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rd} + \hat{\omega}_d \hat{\varphi}_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

L'erreur issue de la différence entre ces deux modèles est introduite alors dans le mécanisme d'adaptation. Elle est donnée par l'expression suivante :

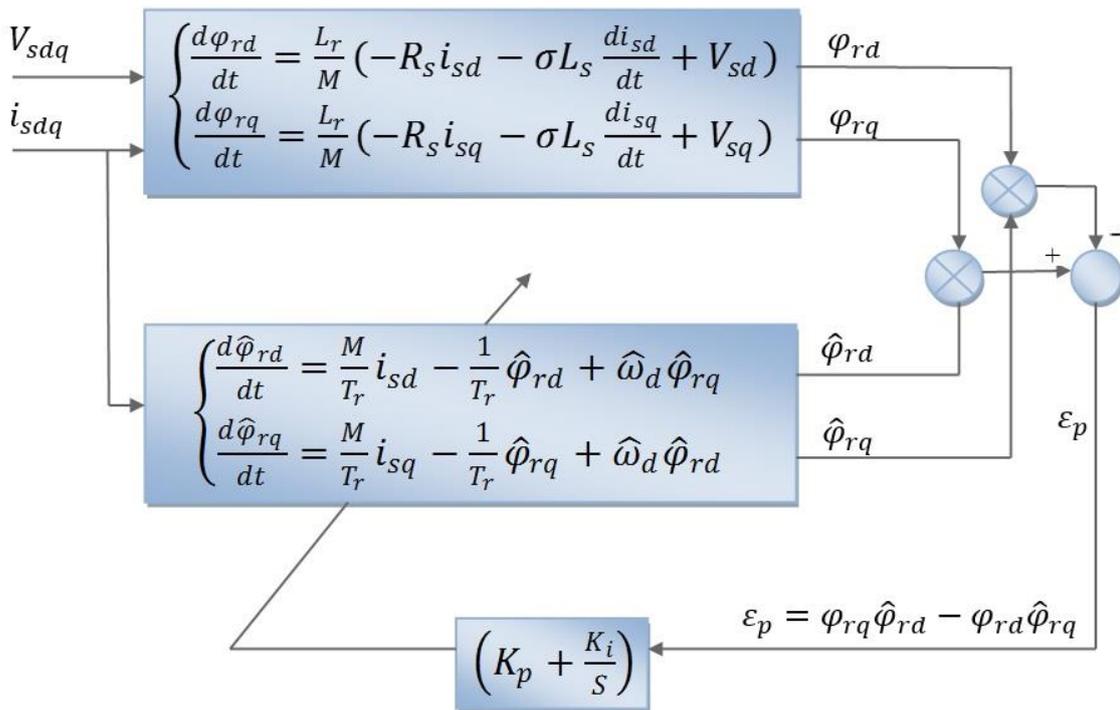
$$\varepsilon_p = \varphi_{rq}\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_{rd}\hat{\varphi}_{rq} \quad (III.9)$$

Finalement vitesse estimée est obtenu par la relation du mécanisme d'adaptation. En generale le mécanisme d'adaptation utilisé est basé sur les action proportionnel integrale (PI), comme suit :

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon_p + \int K_i \varepsilon_p dt \quad (III.10)$$

$$\hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon_p \quad (III.11)$$

Pour forcer l'erreur tend vers zéro, on utilise le mécanisme d'adaptation qui change la vitesse rotorique. A basse vitesse et à cause des intégrateurs du flux rotorique il est difficile de mettre en application le modèle de référence [42]. Pour cela SCHAUDER propose une fonction de transfert linéaire à la sortie du modèle de référence et à l'entrée du modèle ajustable. MRAS basée sur le flux rotorique est représentée à la figure (III.4).



**Figure III.4 :** Structure de MRAS basée sur le flux rotorique.

### III.2.3.2. MRAS basé sur le mécanisme d'adaptation mode glissant (MRAS-MG) :

La vitesse estimée par MRAS est obtenu generalement par un mécanisme d'adaptation basé sur les action proportionnel integrale (PI). Notre but est de remplacer l'action proportionnel integrale (PI) par la technique mode glissant qui est mieux performant pour les systemes non lineares.

L'approche de mode glissant peut être mise en œuvre principalement en trois parties [43],[41]:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- La détermination de la loi de commande.

Donc, on procède comme suit :

La Surface de mode glissant est donnée par :

$$S = \varepsilon_p + \int K \varepsilon_p dt \quad ; \quad k > 0 \quad (III.12)$$

La vitesse estimée est donnée par la somme de la vitesse estimée équivalente et la vitesse estimée discontinue :

$$\hat{\omega} = \hat{\omega}_{req} + \hat{\omega}_N \quad (III.13)$$

Où,  $\hat{\omega}_N$  est la vitesse estimée discontinue donnée par :

$$\hat{\omega}_N = K_r \text{sign}(S) \quad ; \quad (III.14)$$

la vitesse estimée équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que  $S = 0$ , et par conséquent  $\dot{S} = 0$  ; ce qui nous donne la relation suivante :

$$\dot{\varepsilon}_p = -K \varepsilon_p \quad (III.15)$$

En partant des équations (III.7), (III.8) et (III.9) :

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_p &= \dot{\varphi}_{rd} \hat{\varphi}_{rq} + \hat{\varphi}_{rq} \dot{\varphi}_{rd} - (\dot{\varphi}_{rq} \hat{\varphi}_{rd} + \hat{\varphi}_{rd} \dot{\varphi}_{rq}) \\ &= \alpha_1 + \varphi_{rd} \left( \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rq} - \hat{\omega}_d \hat{\varphi}_{rd} \right) - \varphi_{rq} \left( \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rd} + \hat{\omega}_d \hat{\varphi}_{rq} \right) \end{aligned} \quad (III.16)$$

Avec ;  $\alpha_1 = \dot{\varphi}_{rd} \hat{\varphi}_{rq} - \dot{\varphi}_{rq} \hat{\varphi}_{rd}$

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_p &= \alpha_1 + \varphi_{rd} \left( \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rq} - \omega_e \hat{\varphi}_{rd} + \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{rd} \right) + \varphi_{rq} \left( \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rd} + \omega_e \hat{\varphi}_{rq} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{rq} \right) \\ &= \alpha_1 + \varphi_{rd} \left( \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rq} - \omega_e \hat{\varphi}_{rd} \right) + \varphi_{rq} \left( \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{rd} + \omega_e \hat{\varphi}_{rq} \right) + \hat{\omega}_r (\varphi_{rd} \hat{\varphi}_{rd} - \varphi_{rq} \hat{\varphi}_{rq}) \\ &= \alpha_1 + \frac{M}{T_r} \alpha_2 - \frac{1}{T_r} \alpha_3 - \omega_e \alpha_4 + \hat{\omega}_r \alpha_4 \end{aligned} \quad (III.17)$$

Où ;

$$\alpha_1 = \dot{\varphi}_{rd} \hat{\varphi}_{rq} - \dot{\varphi}_{rq} \hat{\varphi}_{rd}$$

$$\alpha_2 = \varphi_{rd} \dot{i}_{sq} + \varphi_{rq} \dot{i}_{sd}$$

$$\alpha_3 = \varphi_{rd}\hat{\varphi}_{rq} + \varphi_{rq}\hat{\varphi}_{rd}$$

$$\alpha_4 = \varphi_{rd}\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_{rq}\hat{\varphi}_{rq}$$

L'équation (III.15) peut s'écrire sous la forme :

$$f_1 + \hat{\omega}_r \alpha_4 = -K\varepsilon_p \quad (III.18)$$

Avec ;  $f_1 = \alpha_1 + \frac{M}{T_r} \alpha_2 - \frac{1}{T_r} \alpha_3 - \omega_e \alpha_4$

Alors ;

$$\hat{\omega}_{req} = \frac{-k\varepsilon_p - f_1}{\alpha_4} ; \quad K > 0 \quad (III.19)$$

Donc ;

$$\begin{cases} \hat{\omega}_{req} = \frac{-K\varepsilon_p - f_1}{\alpha_4} \\ \hat{\omega}_{rN} = k_r \text{sign}(s) \end{cases} \quad (III.20)$$

### III.3. Résultats de la simulation

Dans cette partie les résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone par l'estimation de la vitesse par la technique MRAS-MG.

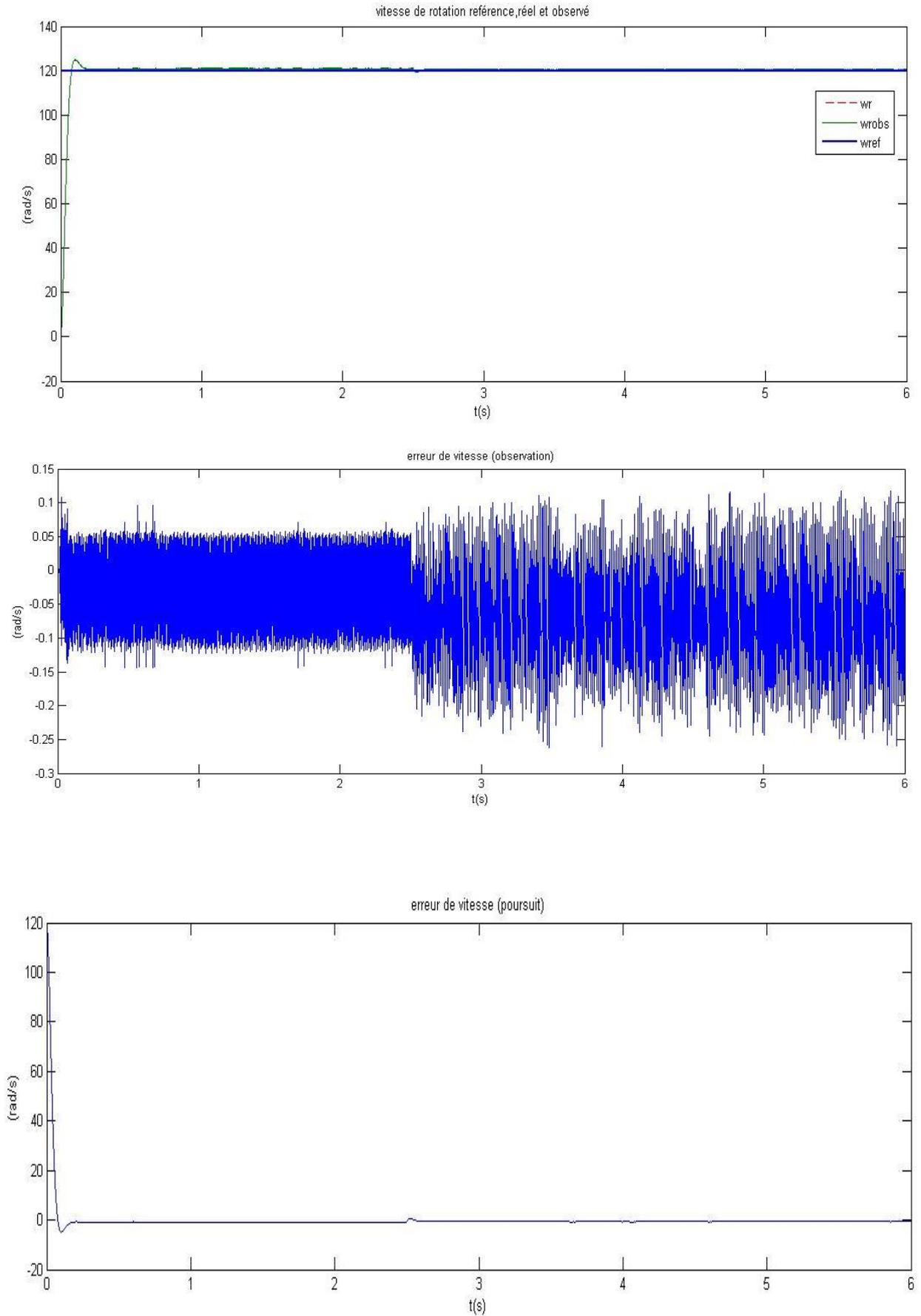
Les paramètres de la machine à induction testée sont donnés en **ANNEXE A**, et les paramètres mécanisme d'adaptation mode glissant de MRAS sont donnés en **ANNEXE B**.

Les figures (III.5) et (III.6), illustrent les résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone utilisant un observateur MRAS-MG pour démontrer l'efficacité de l'estimateur MRAS proposé.

D'après ces résultats La figure (III.5) on remarque que la vitesse estimée par MRAS suit la référence et converge vers la vitesse réelle du moteur, ainsi que le flux rotorique, avec une erreur statique faible pratiquement nulle. On remarque aussi, que dans le régime transitoire l'erreur statique très faible.

D'après la figure (III.6), on constate que la vitesse estimée par l'estimateur MRAS converge vers celle du moteur, ainsi que le flux rotorique. Donc, les résultats d'estimation sont satisfaisants et l'observateur MRAS reste stable même pour une référence de vitesse sinusoïdale.

Il apparait que la construction de la vitesse à partir de mesure de courants statoriques est possible et en plus la commande sans capteur mécanique est efficace et importante.



**Fig.(III.5) :** Résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique basée sur MRAS-MG (référence constante).

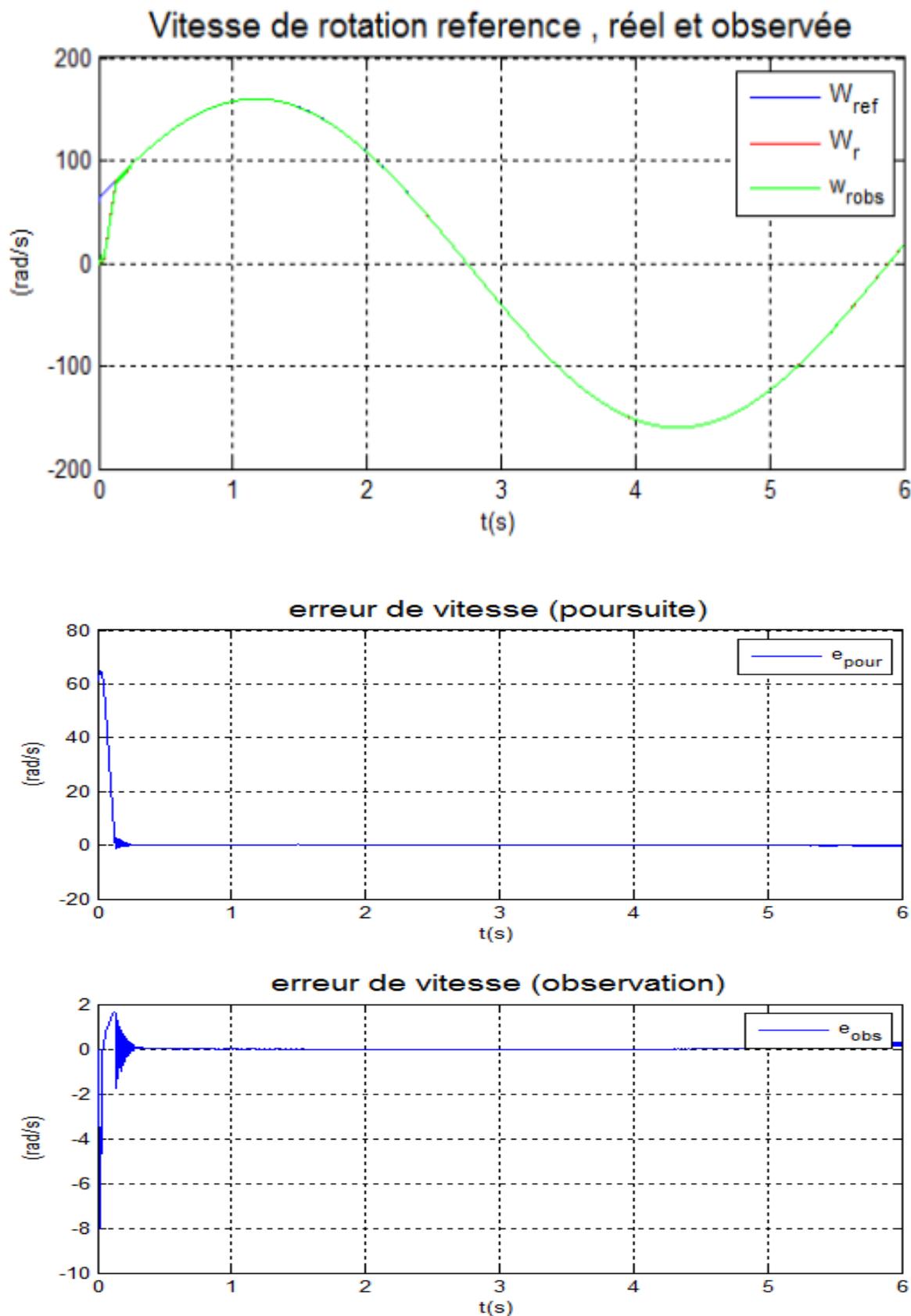


Fig.(III.6) : Résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique basée sur MRAS-MG (référence sinusoïdale).

### **III.4. Conclusion**

Dans ce chapitre on a utilisé la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation, afin d'avoir une meilleure appréciation d'estimateur MRAS. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés.

Les résultats obtenus sont satisfaisants. Cette technique présente l'avantage de l'élimination du capteur mécanique de vitesse pour des raisons de coûts, encombrement et fiabilité et Une bonne poursuite de la vitesse de référence.

---

---

## *Conclusion générale*

---

---

---

# Conclusion Générale

Les systèmes industriels qui requièrent une structure de commande, ont souvent un comportement significativement non linéaire, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires. L'objectif principal de ce mémoire est de synthétiser un algorithme robuste pour une commande efficace du MAS.

Dans la première partie, nous avons expliqué comment transformer un système triphasé en un système biphasé pour acquérir le modèle mathématique d'une machine asynchrone. Ensuite, nous avons appliqué la transformation de Park sur la base de plusieurs simplifications. Le modèle d'état du moteur à induction qui a été obtenu est un modèle non linéaire fortement couplé qui a ensuite été simulé à l'aide de Matlab/Simulink

Notre travail a consisté aussi à proposer et à étudier dans le chapitre II la commande Backstepping du moteur asynchrone. Les structures de commandes ainsi obtenues, emploient, pour le besoin de commande, les grandeurs issues du moteur à savoir le flux rotorique et la vitesse. Cette commande substitue les fonctions de Lyapunov aux régulateurs, qui doivent toujours être validés en temps réel. Les tests de robustesse de cette forme de commande face aux variations de charge et de vitesse ont montré son efficacité. La carte de Lyapunov pour la machine asynchrone est le concept fondamental. Afin d'établir les perspectives d'avenir envisagées, nous donnons une synthèse des simulations et des résultats acquis à l'issue de ce travail.

Dans la dernière partie de notre travail, notre but est d'éliminer nous avons choisi d'utiliser l'estimateur MRAS car il est le plus convivial et est considéré comme l'une des meilleures techniques après avoir cité la commande sans le capteur mécanique pour le supprimer. Pour ce faire, nous avons fourni une variété de techniques d'estimation de la vitesse à l'aide de modèles de référence (MRAS). Notre étude a utilisé une estimation de la vitesse du flux du rotor comme base.

Enfin et surtout, et comme objectif principal de notre travail, nous pouvons encore améliorer les résultats en incluant la modification en temps réel des paramètres de la machine qui peuvent changer pendant le fonctionnement.

---

---

# *Annexes*

---

---

# Annexes

## Annexe A:

*Paramètres Et Caractéristiques du MAS Utilisée :*

<i>Puissance nominale</i>	<b>1.5 Kw</b>
<i>Puissance nominale</i>	<b>380 V</b>
<i>Vitesse nominale</i>	<b>146 rad/s</b>
<i>Facteur de puissance</i>	<b><math>\text{Cos}\varphi = 0.89</math></b>
<i>Couple nominale</i>	<b>5 N.m</b>
<i>Courant statorique nominal</i>	<b>7 A</b>
<i>Résistance statorique</i>	<b>4.85Ω</b>
<i>Résistance rotorique</i>	<b>3.805 Ω</b>
<i>Inductance statorique</i>	<b>0.274 H</b>
<i>Inductance rotorique</i>	<b>0.274 H</b>
<i>Inductance mutuelle</i>	<b>0.258 H</b>
<i>Moment d'inertie</i>	<b>0.031Kg.m<sup>2</sup></b>
<i>Coefficient de frottement</i>	<b>0.008 I.S</b>

## Annexe B:

➤ *Les paramètres des régulateurs backstepping :*

$$k_1 = 1500 \quad , \quad k_2 = 300 \quad ; \quad k_3 = 40 \quad ; \quad k_4 = 300$$

➤ *Les paramètres de mecanisme d'adaptation mode glissant de l'observateur MRAS-MG :*

$$K = 500 \quad , \quad K_r = 30$$

---

---

## *Références bibliographiques*

---

---

## Références bibliographiques

- [1] B. HOUSSEINI, « prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction », Thèse de doctorat en l'université de Québec, décembre 2010.
- [2] A. ACHOUR, A. AICHOUCHE, « réglage par mode glissant d'une MAS », mémoire d'ingénieur d'état en génie électrique, université de M'sila, 2005.
- [3] A. SAID, H. SI MOHAMMED, « Commande de la Machine Asynchrone par mode glissant », mémoire master commande des systemes électrique.
- [4] A. KERRACHE, A. KORAICHI, « Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique » , Mémoire de Master en Machines électriques et électronique de puissance, Université de Kasdi Merbah de Ouargla, Algérie.2013
- [5] WWW.MELEEC.ORG, vue juin 2022
- [6] C. KAMEL, B. MOHAMED, « application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur, université M'sila, 2004.
- [7] M. DEBBI, S. BAKHTI, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage en présence des défauts rotoriques » ,Mémoire d'Ingénieur, Université de M'SILA,2006
- [8] A. YUCEFA. « commande non linéaire d'une machine à induction avec observateur d'état », Mémoire d'Ingénieur, Université de M'SILA, 2011/2012.
- [9] H. RAHAL , S. HAMOUDA, « Commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone », Mémoire du Master, Université de Bouira, 2017.
- [10] F. ESHBAIR, « modélisation et commande d'un système multi-motor par la technique de commande Backstepping » , Université du Québec,Aout 2005.
- [11] S. CHETAM, S. HARIZ BAKKAR, F. LIHIOU " Commande Backstepping d'un Moteur asynchrone" Mémoire d'Ingénieur Université de Echahid Hamma Lakhrad El-Oued 2019.
- [12] A. TIDJANI, B. ALAMOUDI, « Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique optimisation d'essaim de particules » , mémoire du Master Académique, Kasdi Merbah Ouargla, 2016.
- [13] S. CHAOUCH, « commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse », These de Doctorant, Universite de Batna, 2005.

- [14] A. AISSA, « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [15] B. NAHID-MOBAREKEH, « Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants et des machines asynchrones », Thèse de Doctorant, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [16] H. KUBOTA, K. MATSUSE, T. NAKANO, « DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 29, No 2, pp. 152-156, Mars/Avril 1993.
- [17] A. AKHENAK, « Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2004.
- [18] A. J. FOSSARD et D. NORMAND-CYROT, « Système non linéaire, tome 1 : modélisation – estimation ». Masson, Paris, 1993.
- [19] A.E. HATTAB, « Modélisation et commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille AUV », mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2008.
- [20] J. P. CARON, J.P. HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Editions Technique, Paris, 1995.
- [21] F. BLASCHKE, « The principle of field orientation as applied to the new transvector closedloop control system for rotating-field machines », Siemens Review, n°5 pp. 217- 220, 1972.
- [22] R. IMAD, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique 2004.
- [23] G. BLASCO, R. ASHER, M. SUMNER, k. BRADLEY « Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 2 : Online parameter tuning and dynamic performance studies », IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol.143, no.2, pp. 123-134, Mar. 1996.
- [24] R. CARDENAS, R. PEÑA, J. PROBOSTE, G. ASHER, J. CLARE , « MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators », IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 20, no. 4, pp. 710- 718, Dec 2005.
- [25] Mi. COMANESCU, L. XU, « Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless vector Control of Induction Machine », IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 53, no. 1, pp. 146- 153, February 2006.

- [26] C. SCHAUDER, « Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers », Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting, vol. 1, pp.493 – 499, 1– 5 Oct. 1989.
- [27] C. SCHAUDER, « Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054 –1061, Sept./Oct. 1992.
- [28] S. TAMAI, « Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system », Proceeding of IEEE/ZAS Annu. Meet pp. 189-195 1987.
- [29] H. MARKO, « Flux Estimators for Speed-Sensorless Induction Motor Drives », Thesis for the degree of Doctor of Science in Technology Helsinki University of “TIIPEP” Espoo 2004.
- [30] K. KOUZI , « Contribution des Techniques de la Logique floue pour la commande d'une Machine à Induction sans Transducteur Rotatif », Thèse de Doctorat, l'université de Batna ,2008.
- [31] A. BENCHAIIB, « Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2001.
- [32] F. PENG, T. FUKAO, « Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors », Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting, pp419 – 08 Oct. 1993.
- [33] F. PENG, T. FUKAO, « Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors », IEEE Transactions on Industry Applications, vol.30, no.5, pp.1234-1240, Sept./Oct.1994.
- [34] H. Kubota, K. Matsuse, « Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers », Proceeding of Power Conversion Conference, pp. 473 – 477, Yokohama, 19 -21 April 1993.
- [35] H. KUBOTA, K. MATSUSE, «DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motors », IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, n°2, pp.344-348, Mar./Apr. 1993.
- [36] H. KUBOTA, K. MATSUSE, « Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no.5, pp. 1219 - 1224, Sept.Oct. 1994.

- [37] H. KUBOTA, K. MATSUSE, « Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation », Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting, vol. 1, pp. 414 –418, Toronto, Canada, 2- 8 Oct.1993.
- [38] H. REHMAN, A. DERDIYOK, M-K. GUVEN, « An MRAS Scheme for On-line Rotor Resistance Adaptation of an Induction Machine », in Proceeding IEEE, pp. 817-822, 2001.
- [39] H. TAJIMA, G. GUIDI, H. UMIDA, « Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed-sensorless vector control of induction motor drives », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, pp. 1282 – 1289, Sept./Oct. 2002.
- [40] Y. WANG, J. LU, S. HUANG, S. QIU, « Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on the MRAS Theory », University of Hunan Changsha, Hunan, China, 2004
- [41] A. YAHDYOU, « Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique », Mémoire de magister en université de Chlef, 2011.
- [42] M. MOSTEFAI, A. BENDIABDELLAH, « A MRAS-based Speed Sensorless Direct Vector Control of Induction Motor With Rotor-Inverse Time Constant Adaptation », 2008.
- [43] Y. ZOUAOUI, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », Mémoire de magister en université de Sétif, 2010.
- [44] O. BENAÏSSI, « Commande non linéaire avec observateur d'un moteur à induction », Mémoire de master en université de Msila, 2013.

## ملخص

هذه المذكرة تتطرق إلى التحكم بدون مستشعر ميكانيكي للألة لا تزامنية، من أجل ذلك قدمنا في الأول التصميم ثم التحكم غير خطي يستند الى طريقة Backstepping الخاصة بمحرك غير متزامن للسيطرة على السرعة بواسطة تدفق الدوار. ما يلي هو التعامل مع مراقبة معلمات وحالات الجهاز، بناءً على هياكل MRAS.

**الكلمات المفتاحية:** محرك اللازامني، تحكم Backstepping، طريقة Lyapunov، النمط انزلاقي، التحكم بدون ملتقطات، مراقب MRAS، نظام غير خطي.

## Résumé

Ce mémoire est consacré à la commande sans capteur mécanique d'une machine asynchrone, pour cela, nous avons présenté d'abord la modélisation puis la commande non linéaire basée sur la méthode Backstepping d'un moteur asynchrone pour contrôler la vitesse par le flux rotorique. En suit traiter l'observation des paramètres et l'état de la machine, basée sur les structures MRAS.

**Mots clés :** Moteur Asynchrone, Commande Backstepping, Méthode de Lyapunov, Mode glissant, commande sans capteur, **Observateur** MRAS, Systèmes non linéaires.

## Abstract

This thesis is devoted to the mechanical sensorless control of an asynchronous machine, for this, we first presented the modelization then nonlinear control based on the Backstepping method of an asynchronous motor to control the speed by the rotor flux. The following is to deal with the observation of the parameters and states of the machine, based on the MRAS structures.

**Key Words :** Induction motor, Backstepping Command, Lyapunov Method, Sliding mode, Sensorless control, Observer MRAS, Non-linear systems.