

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



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

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

**OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

**THEME**

---

# **CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE A INDUCTION**

---

*Proposé et dirigé par :*

Dr. Chaouch Souad

*Présenté par :*

- Bakhti Ibtissam

- Saadi Nour el houda

Année Universitaire : 2006/2007

# ***CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE À INDUCTION***

**BAKHTI Ibtissam & SAADI Nour el houda**  
Département d'électrotechnique,  
Université Med Boudiaf de M'sila, 28000, M'sila

## **Résumé :**

La commande vectorielle de la machine asynchrone offre la possibilité d'atteindre de hautes performances en régime transitoire ou statique. Cela dépend d'une part, de l'estimation de la valeur du flux dans la machine et de son orientation influencée par les variations des paramètres résistifs en fonction des variations de la température, et d'autre part de l'estimation de la vitesse de rotation afin d'éliminer les inconvénients du capteur mécanique.

L'idée principale de ce sujet est la mise en œuvre d'un observateur par Mode glissant pour préserver les hautes performances de la commande. Il s'agit de concevoir un observateur de flux rotorique avec l'adaptation des paramètres résistifs au cours du fonctionnement du variateur de vitesse. Et de réaliser une commande sans capteur mécanique de vitesse qui présente beaucoup d'avantages. Elle éliminerait le câble du capteur, prévoit une diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins complexe et moins coûteux.

**Mots Clés:** Adaptation paramétrique, Commande sans capteur de vitesse, Commande Vectorielle, Estimation, Machine à induction, Observateur de flux, Observateur par Mode glissant.

# REMERCIEMENTS

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

*Nous tenons à remercier notre Promotrice : Dr. Chaouch Souad pour les efforts qu'elle a déployé, pour nous aider, conseiller, encourager et corriger.*

*Ainsi que tout le personnel du Département de l'électrotechnique de l'université de M'sila, sous la direction de Mr B. Benjaima.*

*En fin, nous adressons nos vifs Remerciements à Tous les enseignants qui ont participé le long de ces années à notre formation.*

*Ainsi qu'à notre promotion 2007 Et à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

# dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- A qui m'a toujours été pour moi une source d'inspiration et de bonheur; Le fait qu'elle soit fière de moi me comble de joie; Ma chère maman *Djamila* avec tout mon amour.
- A qui m'a enseigné, par son amour et son expérience, tout ce qui fait que je suis, qui je suis, et ce qui me donne la force de croire en moi. A mon cher papa *Djamel*.
- A ma petite rose, ma sœur *SARA* que dieu la bénisse.
- A mes frères *Aladine* et *Ayoub*.
- A l'âme de mes grands pères : *SI AMR*, *ALI*, que Allah les accepte dans ses vastes paradis.
- A ma deuxième mère : ma grande mère *Kalthoume* qui a toujours prie pour me voir ce jour là, que dieu la garde pour moi.
- A ma chère : *Bèsma*, qu'au plus profond de mon être elle a et elle aura toujours une place toute spéciale
- A mes sœurs : *Oulia*, *Rebiha*, *Faiza*, *Wisseem*, *hadjer*, *loubna*, *Sara*, que dieu nous garde les une pour les autres.
- A mes oncles : *Toufik*, *Miloud*, *Abd el-Rezak* pour leurs encouragements et leurs soutiens morales et financiers.
- A toute ma famille. A tous mes amis sans exception surtout la promotion « *commande électrique 2007* ».

*Nour el houda*



# dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- A qui m'a donné le meilleur d'elle même; A qui m'a donné toujours de l'espoir; elle est l'origine de tout ce que j'ai accompli de bien ; Ma chère maman **Nacira** avec tout mon amour.
- A qui j'ai appris le sens de la persistance et d'ambition. A qui reste toujours la source du don infini. A qui m'a éduqué l'amour du travail et la patience pour obtenir les vœux, à mon cher père **Ali**
- Ma sœur AMIRA.
- Mes frères ISSAM, ISSLAM et surtout ABDELDJALILE.
- Mes tantes Radia, Hanane et Aziza avec leurs maris.
- Ma tante Farida.
- Mes cousins: Assma, Imen, Wassim, Rofia, Lina.
- Mon binôme et ma soeur Nour el houda.
- Mes amies intimes Sara, Rebiha, Faiza, Lobna, Hadjer et Wissem.
- Toute la promotion 2007.

*Bakhti Ibtissem*



## LISTE DES SYMBOLES

$MAS$	Machine asynchrone.
MI	Machine à induction
$Mcc$	Machine à courant continu.
$s, r$	Indices du stator et du rotor, respectivement.
$R_s, R_r$	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
$L_s, L_r$	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
$M$	Inductance cyclique mutuelle.
$J$	Inertie des masses tournantes.
$f$	Coefficient de frottement visqueux.
$T_r, T_s$	Constante de temps rotorique (statorique)
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
$\phi_s, \phi_r$	Flux statorique (rotorique).
$g$	Glissement.
$C_{em}$	Couple électromagnétique de la machine.
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
$P$	Nombre de paires de pôles.
$\theta_r$	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
$\theta$	Angle de positionnement des axes (u ,v) par rapport aux axes fixes ( $X_A, X_B, X_C$ ).
$A, B, C / a, b, c$	Trois phases du stator /rotor.
$[V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[V_{rA}, V_{rB}, V_{rC}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.

$[i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.
$[i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.
$[\phi_{sA}, \phi_{sB}, \phi_{sC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.
$[\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.
$\phi_{r \text{ ref}}$	Flux rotorique de référence.
$\Omega_{r \text{ ref}}$	Vitesse rotorique de référence.
$(u, v)$	Axes biphasés.
$(d, q)$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
$(x, y)$	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
$(\alpha, \beta)$	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
$[P(\theta_a)]$	Matrice de transformation de Park.
$V(x)$	Fonction de Lyapunov.
$S(x)$	Surface de glissement.
$j$	Matrice imaginaire.
$I$	Matrice d'identité.
$\wedge$	Signe des grandeurs estimées.

# SOMMAIRE

<b>Sommaire</b> .....	I
<b>Liste des symboles</b> .....	IV
<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
0.1- Généralité.....	1
0.2- Problématique.....	2
0.3- Organisation du mémoire.....	2
 <b><u>CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE A INDUCTION</u></b>	
I.1- Introduction.....	4
I.2- Généralités sur les machines asynchrones triphasées.....	5
I.2.1- Définition des machines asynchrones triphasées.....	5
I.2.2- Construction.....	5
I.2.3- Principe de fonctionnement.....	5
I.3- Modèle de la machine asynchrone.....	6
I.3.1- Description.....	6
I.3.2- Equations générales de la machine à induction.....	7
I.3.2.1- Equations électriques.....	8
I.3.2.2- Equations magnétiques.....	8
I.3.2.3- Equation mécanique.....	10
I.4- Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone.....	10
I.4.1- Transformation de PARK.....	10
I.4.2- Equations électriques dans le repère diphasé.....	12
I.4.3- Equations magnétiques.....	12
I.4.4- Equation mécanique.....	13
I.4.5- Choix du référentiel.....	13
I.4.5.1- Référentiel lié au rotor (x-y).....	13
I.4.5.2- Référentiel lié au champ tournant (d-q).....	13
I.4.5.3- Référentiel lié au stator.....	14
I.5- Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasée.....	15
I.6- Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	16
I.7- Conclusion.....	19

---



---

**CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE A INDUCTION**

II.1- Introduction.....	20
II.2- Principe de la commande vectorielle à flux orienté.....	21
II.2.1- Commande vectorielle directe.....	23
II.2.2- commande vectorielle indirecte.....	23
II.3- Commande vectorielle directe de la machine asynchrone.....	24
II.3.1- Principe de découplage.....	24
II.3.2- Estimation de $\theta_s$ et $\omega_s$ .....	26
II.3.3- schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	27
II.4- Détermination des coefficients des régulateurs.....	28
II.4.1- Régulateur de courant.....	29
II.4.1- Régulateur de flux rotorique.....	30
II.4.3- Régulateur de vitesse.....	32
II.5- Représentation des résultats de simulation.....	33
II.5.1- Fonctionnement nominal.....	34
II.5.2- Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	35
II.5.3- Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique.....	36
II.5.4- Tests de robustesse pour la variation de la résistance statorique.....	38
II.5.5- Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge.....	39
II.6- Conclusion.....	40

**CHAPITRE III : OBSERVATEUR DE FLUX ROTORIQUE PAR MODE GLISSANT**

III.1- Introduction.....	41
III.2- Estimateurs et observateurs.....	43
III.2.1- Notion d'estimation.....	43
III.2.2- Notion d'observation.....	43
III.3- Observation des grandeurs interne de la MI.....	46
III.4- Différents types d'observateurs.....	47
III.4.1- Observateurs de type déterministe.....	47
III.4.2- Observateurs de type stochastique (Filtre de Kalman).....	48
III.4.3- Observateurs a structure variable.....	48
III.4.3.1- Système à structure variable.....	48
III.4.3.2- Observateur par mode glissant.....	50
III.5- Observateur par mode glissant du flux rotorique.....	51
III.5.1- Détermination des matrices gains.....	53
III.5.1.1- Détermination de la matrice de gains de correction du stator $K_s$ .....	54
III.5.1.2- Détermination de la matrice de gains de correction du rotor $K_r$ .....	55
III.5.2- Schéma bloc de la commande vectorielle avec un observateur de flux.....	56
III.6- Résultats de simulation.....	57
III.6.1- Fonctionnement nominal de la machine à induction.....	57
III.6.2- Fonctionnement de la machine lors de la variation de vitesse.....	58
III.6.3- Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique.....	59
III.6.4- Test de robustesse pour la variation de la résistance statorique.....	59
III.6.5- Fonctionnement de la machine pour la variation de la charge.....	62
III.7- Conclusion.....	63

---

---

**CHAPITRE IV : COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE AVEC ADAPTATION  
DES PARAMETRES RESISTIFS**

IV.1- Introduction.....	64
IV.2- Observateur des résistances .....	65
IV.2.1- Echauffement de la machine .....	65
IV.2.2- Calcul des paramètres d'observation.....	65
IV.2.3- Résultats de Simulation.....	66
IV.2.3.1- Fonctionnement nominal de la machine à induction.....	66
IV.2.3.2- Fonctionnement du moteur lors de la variation des résistances.....	68
IV.3.3.3- Fonctionnement du moteur lors de la variation de la vitesse.....	70
IV.3- Observateur de vitesse.....	71
IV.3.1- Résultats de Simulation.....	73
IV.3.1.1- Fonctionnement nominal de la machine à induction.....	73
IV.3.1.2- Fonctionnement de la machine lors d'une variation de la vitesse..	73
IV.3.1.3- Fonctionnement de la machine lors d'une variation de la charge..	75
IV.4- Commande sans capteur de vitesse avec observateur de flux et une adaptation des paramètres résistifs.....	76
IV.5- Conclusion.....	77
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>79</b>
<b>ANNEXE.....</b>	<b>81</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>82</b>

# ***INTRODUCTION GENERALE***

## **0.1-Généralités**

L'utilisation de l'actionneur asynchrone comme variateur de vitesse est de plus en plus appréciée. D'une part, pour la robustesse mécanique de la machine à induction, et d'autre part, grâce à l'essor de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui permettent la mise en œuvre de stratégie de commande capables d'atteindre des performances dynamiques comparables à celles obtenues avec les actionneurs à courant continu. Aujourd'hui les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable. Dans de nombreux secteurs industriels, il faut donc s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant *la machine à courant continu* dont le collecteur constituait tout de même un magnifique "*talon d'Achille*". En effet, l'absence de collecteur dans la machine à induction diminue le coût de l'entretien, le vieillissement et permet de travailler à hautes vitesses. En plus, la machine à induction offre la possibilité de supporter des surcharges instantanées qui peuvent aller jusqu'à cinq fois la charge nominale sans danger de destruction.

L'obtention de hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes nécessitant notamment une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques. Dans certains cas, les capteurs mécaniques sont admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût.

Un autre inconvénient majeur de ces lois de commande, puisqu'elles sont établies à partir d'un modèle mathématique de la machine (généralement le modèle biphasé), c'est leur dépendance vis-à-vis des paramètres structurels de la machine, notamment les résistances rotorique et statorique, variant avec la fréquence et la température. Dans ces conditions, le découplage entre le flux et le couple serait faussé, d'où il résultera inéluctablement une détérioration des performances dynamiques de l'entraînement.

Cependant, les grandeurs rotorique dans la machine à induction sont par nature inaccessibles, et par conséquent leur estimation s'impose. Suivant la commande utilisée, les grandeurs rotoriques nécessaires sont les paramètres résistifs, les composantes du flux rotorique et la vitesse de rotation).

## **0.2- Problématique**

Les premiers systèmes munis d'estimateurs de flux rotorique datent des années 80 [14]. Mais ce type de reconstruction des grandeurs rotoriques repose sur le modèle dynamique du moteur asynchrone, et leurs précisions et performance dépendent directement de la fidélité du modèle utilisé. Or les paramètres du moteur changent en cours de fonctionnement. La variation du niveau de flux provoque des changements non négligeables des valeurs d'inductances en raison de la saturation magnétique. A cela, s'ajoute celle de la dérive thermique que subissent les paramètres résistifs. En résumé, les performances des commandes actuelles dépendent de la performance et de la robustesse des algorithmes d'estimation du flux rotorique vis-à-vis des variations paramétriques.

L'estimation du flux a été le sujet de beaucoup de travaux de recherche, et nous voulons participer à l'enrichissement de ces études. Dans le cadre de notre travail, nous avons cherché à mettre en œuvre des observateurs de flux, de résistance et de vitesse robustes vis-à-vis des fortes variations paramétriques pour les commandes démunies d'un capteur mécanique en utilisant un observateur par Modes glissant.

## **0.3- Organisation du mémoire**

Ce mémoire peut être vu en quatre parties. Au cours de la première partie (chapitre I), nous faisons un rappel théorique concernant la MI et son fonctionnement, puis nous modélisons le moteur asynchrone en vue de sa commande, en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé). Finalement, une simulation de ce modèle faite dans le repère lié au stator sera présentée.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons l'application du principe de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (FOC: Field Oriented Control) à la MI. Cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la MI, avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques de structure PI et IP seront présentés.

Le troisième chapitre, concerne l'étude théorique de l'observation et des modes glissants. Nous rappelons quelques notions sur les observateurs, le principe d'observation, l'observation des grandeurs interne de la machine asynchrone, et les différents types d'observateurs. Nous définissons les observateurs à mode glissant, et nous citons leurs domaines d'application et leurs avantages et inconvénients. Par la suite, on présentera le modèle d'un observateur du flux rotorique par Mode glissant avec des tests de robustesse.

Dans le quatrième chapitre, on essaiera de soulever le problème de l'échauffement des paramètres résistifs, en intégrant un observateur par mode glissant, donnant une estimation de  $R_s$  et  $R_r$ . Une élimination du capteur de vitesse est réalisée aussi, en remplaçant ce dernier par un observateur de vitesse. Finalement, pour apporter un degré de robustesse à la commande vectorielle de la machine à induction, on a combiné tous les observateurs réalisés pour avoir une commande sans capteurs de flux et de vitesse avec adaptation des paramètres résistifs.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

# CHAPITRE 1

## MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE A INDUCTION

### I.1 INTRODUCTION

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'information et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ce chapitre sera l'objectif d'une étude de modélisation de la machine asynchrone, commençant par des généralités sur la machine asynchrone, puis on passe au développement du modèle de la MAS (machine asynchrone) à partir des équations générales suivit par la transformation de PARK et le choix du référentiel afin d'obtenir la représentation d'état du modèle. La simulation de ce modèle est réalisée par le logiciel **SIMULINK** sous **MATLAB**. Enfin on arrive à faire l'interprétation de ces résultats.

## I.2-GENERALITE SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASES

### I.2.1- Définition des machines asynchrones triphasées

Les machines asynchrones sont les machines à courant alternatif les plus répandues. On les utilise dans de nombreux dispositifs domestiques (machines à laver, sèche linge, tondeuse électrique...etc.), ainsi que dans des dispositifs industriels (machine outil...). Elles sont également utilisées pour la traction ferroviaire dans les derniers modèles de TGV (train grande vitesse). Le principal avantage de ces machines est leur faible coût de fabrication et leur grande robustesse [1].

### I.2.2- Construction

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator, et une partie mobile appelée rotor.

Le stator a une structure proche de celle des machines synchrones avec un bobinage triphasé distribué dans des encoches creusées dans un circuit magnétique doux destiné à canaliser le flux magnétique. C'est lui qui va créer le champ tournant.

Le bobinage du rotor est le siège des courants induits. Il s'agit d'un circuit fermé supportant de très forts courants. On distingue principalement deux types de structures de rotor :

- Il peut être réalisé à partir de **bobinages** (on a alors des bornes qui donnent accès à ce circuit, afin de pouvoir en modifier la résistance, ce qui est utile notamment au démarrage). En pratique, il faut donc faire le court-circuit soi-même. C'est la structure qui ressemble le plus à celle qui a été décrite précédemment.
- Il peut être également formé par une **cage**, réalisée à partir de barres en aluminium fixées entre deux anneaux [1].

### I.2.3- Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction ; **la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant** dont le secondaire est en court-circuit.

La vitesse de rotation  $N_s$  du champ tournant d'origine statorique, qualifiée de **synchronisme**, est rigidement liée à la fréquence  $f_s$  des tensions triphasées d'alimentation:

$$N_s = \frac{60f_s}{P} \quad (\text{I.1})$$

On distingue par  $P$  le nombre de paires de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques [1]. Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $N$  différente de  $N_s$  (asynchronisme), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de Lenz ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor.

De ce fait, selon que  $N$  est inférieur ou supérieur à  $N_s$ , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à croître  $N$  ou un couple résistant (génératrice) tendant à réduire  $N$ ; de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité des vitesses. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart ( $N_s - N$ ); c'est pourquoi on caractérise le fonctionnement asynchrone par le **glissement "g"** ainsi défini :

$$g = \frac{(N_s - N)}{N_s} \quad (\text{I.2})$$

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

## I.3-MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

### I.3.1- Description

La modélisation de la MI s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [2], qui sont :

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

- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- On néglige l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

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

La structure générale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre un d'un angle ( $2\pi/3$ ), ainsi que les axes rotoriques. L'angle  $\theta$  représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence  $Ra$  et l'axe fixe de la phase statorique de référence  $SA$  [3]. Les axes rotoriques tournant avec  $\omega_r$  par rapport aux axes statoriques fixes, sont représentés par la figure (I.1).

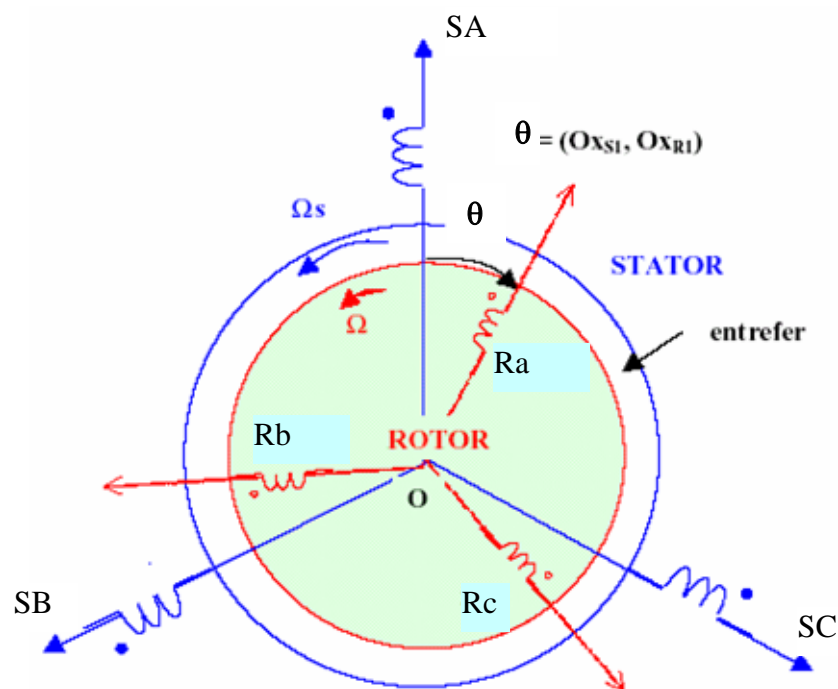


Figure (I.1) : Modèle généralisé d'une machine à induction.

### I.3.2- Equations générales de la machine à induction

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

### I.3.2.1- Equations électriques

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

$$\begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \\ V_{Ra} \\ V_{Rb} \\ V_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{SA} \\ \phi_{SB} \\ \phi_{SC} \\ \phi_{Ra} \\ \phi_{Rb} \\ \phi_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Ou de manière plus raccourcie:

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

$$[V_{Rabc}] = [R_r][i_{Rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{Rabc}] \quad (\text{I.5})$$

Avec:

$R_s, R_r$  : les résistances statorique et rotorique par phase.

$[V_{SABC}] = [V_{SA} \ V_{SB} \ V_{SC}]^T$  : Vecteur de tension statorique.

$[V_{SRabc}] = [V_{Ra} \ V_{Rb} \ V_{Rc}]^T$  : Vecteur de tension rotorique.

$[i_{SABC}] = [i_{SA} \ i_{SB} \ i_{SC}]^T$  : Vecteur de courant statorique.

$[i_{Rabc}] = [i_{Ra} \ i_{Rb} \ i_{Rc}]^T$  : Vecteur de courant rotorique.

$[\phi_{SABC}] = [\phi_{SA} \ \phi_{SB} \ \phi_{SC}]^T$  : Vecteur de flux statorique.

$[\phi_{Rabc}] = [\phi_{Ra} \ \phi_{Rb} \ \phi_{Rc}]^T$  : Vecteur de flux rotorique.

### I.3.2.2. Equations magnétiques

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

$$\begin{bmatrix} \phi_{SA} \\ \phi_{SB} \\ \phi_{SC} \\ \phi_{Ra} \\ \phi_{Rb} \\ \phi_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_R & M_R \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_R & l_r & M_R \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_R & M_R & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \\ i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$l_s, l_r$  : Inductance propre d'une phase statorique (rotorique).

$M_s, M_r$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques (rotoriques).

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

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

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

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

$$[\phi_{SABC}] = [L_{ss}] [i_{SABC}] + [M_{sr}] [i_{Rabc}] \quad (\text{I.8})$$

$$[\phi_{Rabc}] = [M_{rs}] [i_{SABC}] + [L_{rr}] [i_{Rabc}]$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

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

Avec :

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$ : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator rotor.

### I.3.2.3- Equation mécanique

L'étude de la caractéristique de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement, des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [4]:

$$C_{em} = p [i_{SABC}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr} [i_{Rabc}]] \quad (I.12)$$

L'équation mécanique de la machine est :

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

$\Omega$  : Vitesse de la machine.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

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

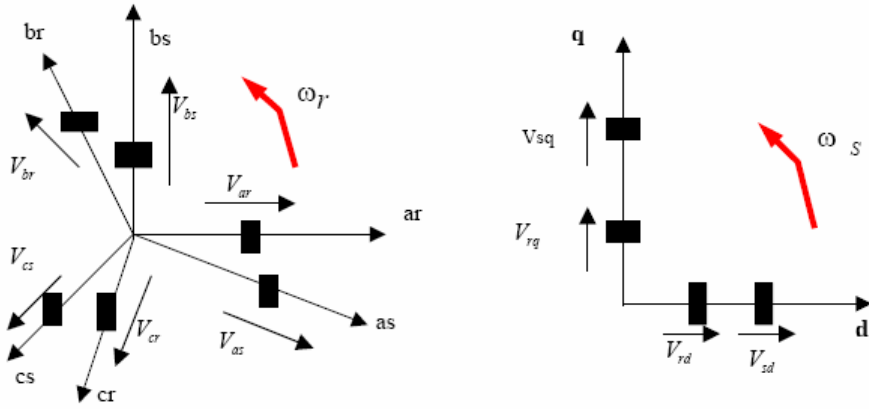
$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

## I.4- TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE

### I.4.1- Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés suivant deux axes mutuellement découplés. Cette transformation est considérée comme une substitution aux enroulements fictifs ( $d_s, q_s, d_r, q_r$ ) dont les axes magnétiques sont liés au référentiel ( $o d q$ ) comme l'indique la figure (I.2). Donc on peut avoir un système à coefficients constants.



**Figure (I.2):** Référentiel tournant d'axes (d, q).

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statoriques et rotoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considération ou aspects en terme, de flux, de couple et de courant ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [5].

La dynamique de la MAS est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor. Pour supprimer la non linéarité du système d'équation différentielle, on fait des changements de variable qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q) tournant à une vitesse  $\omega_r$ .

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par:

$$[F_{dqo}] = [P(\theta)][F_{abc}] \tag{I.15}$$

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

La matrice  $[p(\theta)]$  est choisie orthogonale, ce qui facilite le calcul de la matrice inverse, et aussi pour conserver la puissance électrique instantanée. Alors la matrice inverse devient comme suit:

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

$\theta$  : angle entre l'axe magnétique et l'axe longitudinale(d).

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique (I.4) et (I.5) et magnétique (I.7) et (I.8) permet d'obtenir les équations suivantes:

### I.4.2- Equations électriques dans le repère diphasé

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système biphasé (a, b) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park.

$$V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} - \omega_{obs} \phi_{sb} \quad (\text{I.18})$$

$$V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} - \omega_{obs} \phi_{sa} \quad (\text{I.19})$$

$$V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} - (\omega_{obs} - \omega) \phi_{rb} \quad (\text{I.20})$$

$$V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} - (\omega_{obs} - \omega) \phi_{ra} \quad (\text{I.21})$$

### I.4.3- Equations magnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

$$\phi_{sa} = L_s i_{sa} + M i_{ra} \quad (\text{I.22})$$

$$\phi_{sb} = L_s i_{sb} + M i_{rb} \quad (\text{I.23})$$

$$\phi_{ra} = L_r i_{ra} + M i_{sa} \quad (\text{I.24})$$

$$\phi_{rb} = L_r i_{rb} + M i_{sb} \quad (\text{I.25})$$

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

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

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

### I.4.4- Equation mécanique

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-10) devient sous la forme suivante:

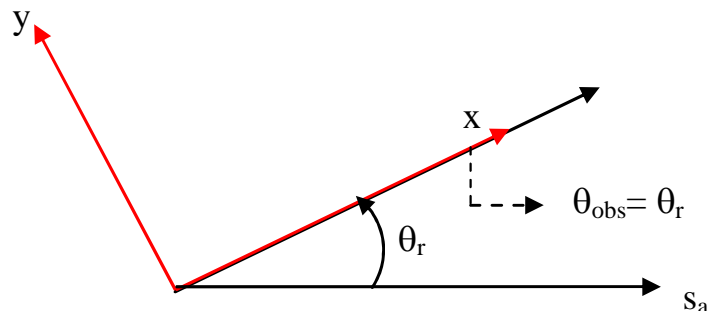
$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.26)$$

### I.4.5- Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation de repère d'axe diphasé qui dépend de la vitesse de rotation du référentiel choisi. Selon le choix de  $\omega$  on distingue:

#### I.4.5.1- Référentiel lié au rotor (x-y)

Il se traduit par la condition  $\omega_{obs} = \omega_r$  :



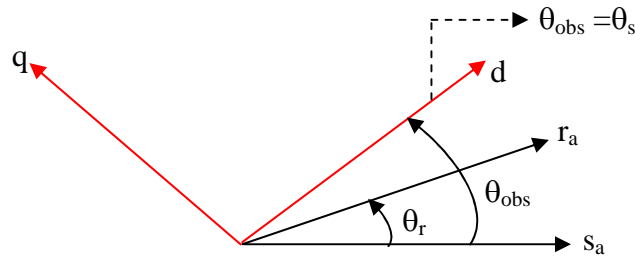
Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \phi_{sx} - \omega_r \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \phi_{sy} + \omega_r \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \phi_{ry} \end{cases} \quad (I.27)$$

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

#### I.4.5.2- Référentiel lié au champ tournant (d-q)

La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant  $\omega_{obs} = \omega_s$ .



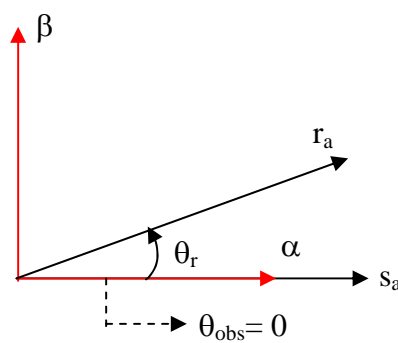
Les équations de système prennent la forme

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.28)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [6].

### I.4.5.3-Référentiel lié au stator ( $\alpha$ - $\beta$ )

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de Park est ( $\omega_{obs} = \omega_s = 0$ )



Les équations du système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. Nous choisissons ce référentielle pour la modélisation de la machine asynchrone [6], [7].

## I.5-REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

Afin de trouver une résolution analytique pour le système d'équation du modèle, on peut écrire les équations électriques et les équations mécaniques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.30})$$

Avec:

$$\begin{cases} [X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \\ [U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Pour le référentiel lié au stator ( $\alpha - \beta$ ) les matrices A et B sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

Avec :

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

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

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

## I.6- SIMULATION DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La simulation du schéma bloc du modèle obtenu est réalisée à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine asynchrone dont les paramètres sont données en Annexe [A], est alimentée directement par le réseau triphasé. La simulation sera faite dans le référentiel  $(\alpha - \beta)$  pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide. Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentée comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin \omega_s t \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

$V_s$  : Valeur efficace de la tension statorique.

$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation.

Le schéma bloc global de simulation est donné par la figure (I.3) et celui du bloc de la machine asynchrone par la figure (I.4).

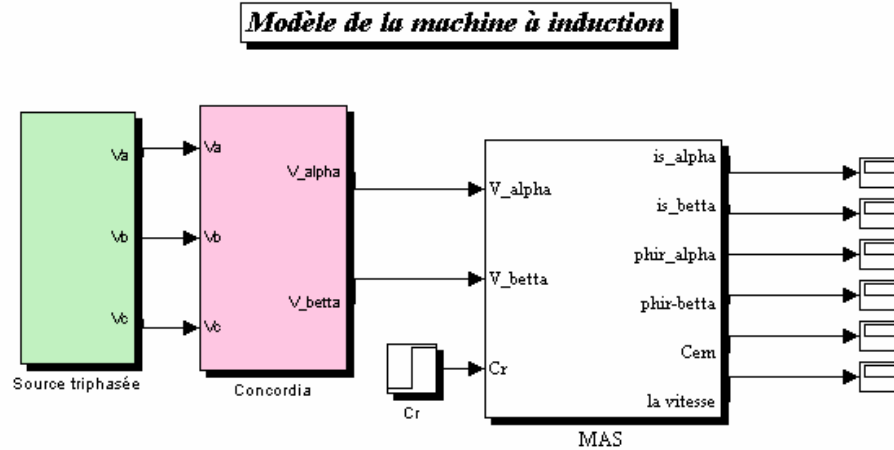


Figure (I.3) : Schéma bloc de simulation du modèle de la MAS.

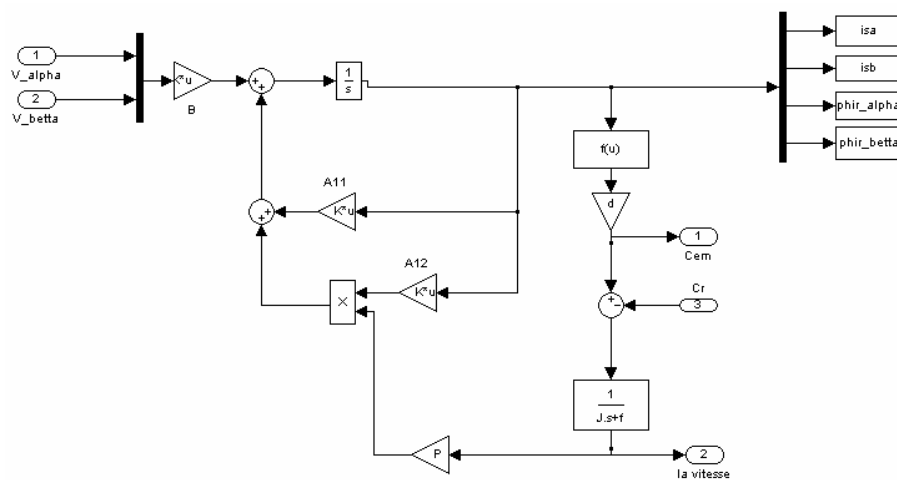
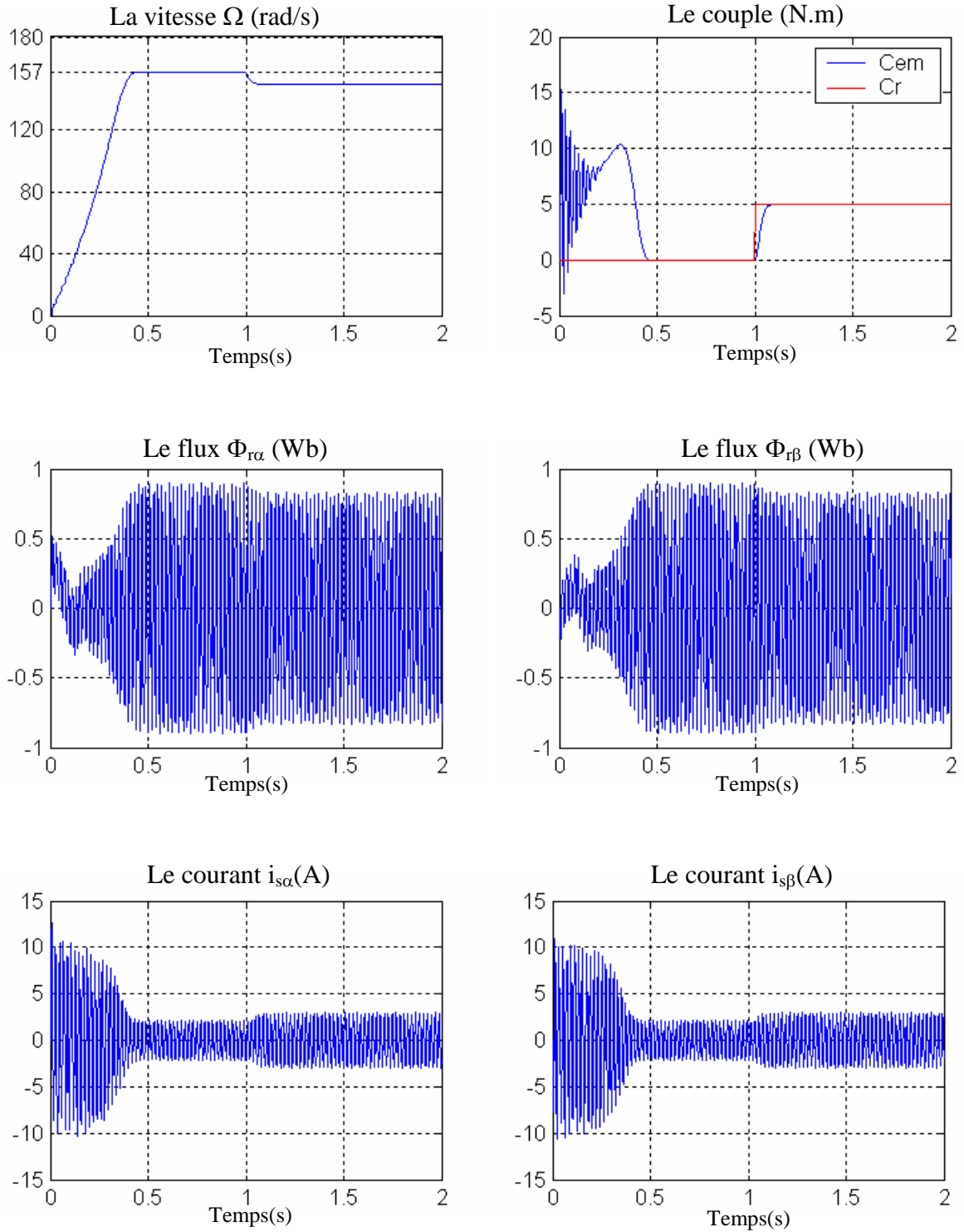


Figure (I.4)-Représentation du schéma bloc du modèle d'une machine à induction.

Les résultats de simulation donnés par la figure (I.5) représentent l'évolution des grandeurs fondamentales de la machine asynchrone : la vitesse ( $\Omega$ ), le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ), les courants statoriques ( $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ), les flux rotoriques ( $\phi_{r\alpha}$ ,  $\phi_{r\beta}$ ).

La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide, à l'instant  $t = 1s$  on applique une charge nominale  $C_r = 5Nm$ .

- **Vitesse du rotor** : La vitesse atteint presque la vitesse de synchronisme (157 rad/s) après un temps de réponse de (0.4s), mais elle subit une diminution de (7 rad/s) en charge.
- **Couple électromagnétique** : Le couple de démarrage atteint la valeur (15.32Nm) et après un temps de réponse de (0.45s), il atteint sa valeur finale (0Nm) dans le cas à vide, et (5Nm) dans le cas en charge.



**Figure (I.5)-** Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.

- **Flux rotorique** : Après un régime transitoire qui dura jusqu'à  $t = 0.4s$ , le flux atteint sa valeur finale ( $\phi_r = 0.9Wb$ ) ; après l'application de la charge le flux chute au dessous de ( $0.8 Wb$ ).
- **Courant statorique** : Après un fort courant de démarrage qui vaut ( $10A$ ) et un temps de réponse de ( $0.4s$ ), le courant entre dans son régime normal avec une intensité entre ( $-2$  et  $2A$ ), en charge, l'intensité de courant augmente jusqu'à ( $3A$ ).

## 1.7- CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, on a représenté la modélisation et la simulation d'une machine à induction. Ce type de machine s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre son modèle est fortement non linéaire. Actuellement les outils informatiques disponibles permettent sa simulation d'une façon plus adéquate. Le processus de démarrage du moteur a été modélisé et simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

De point de vu de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle résulte. Pour cette raison, le suivant chapitre présente des méthodes de régulation ou ce qu'on appelle la commande.

# CHAPITRE II

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE A INDUCTION

### II.1 INTRODUCTION

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique [8]. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation des fonctions trigonométriques, des intégrations ..., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

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 [9].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du control vectoriel direct par orientation du flux rotorique, débiter par une explication du principe de cette méthode, puis on va appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine asynchrone et nous faisons le réglage des grandeurs de la machine en utilisant des régulateurs de type PI et IP. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

## II.2- PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction du courant dans le repère (d-q) comme un produit croisé de courants ou de flux :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.1})$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu, où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage entre le du flux à l'intérieur de la machine et le couple.

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\phi_{rq}, i_{sd}$ ), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire d'orienter le repère (d-q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et d'avoir :  $\phi_{rq} = 0$  et  $\phi_{rd} = \phi_r$ . Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (\text{II.2})$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante  $i_{sd}$  du courant statorique et on règle le couple on agissant sur la composante  $i_{sq}$ . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une Mcc. Une stratégie consiste à laisser la composante  $i_{sd}$  constante, c.à.d. de fixer la référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur de courant  $i_{sd}$  s'occupe de maintenir le courant  $i_{sd}$  constant et égal à la référence  $i_{sd}^*$ .

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant (d'entrefer), comme suit :

- Flux rotorique:  $\phi_{rd} = \phi_r$  et  $\phi_{rq} = 0$  (II.3)

- Flux statorique:  $\phi_{sd} = \phi_s$  et  $\phi_{sq} = 0$  (II.4)

- Flux d'entrefer:  $\phi_{\eta d} = \phi_\eta$  et  $\phi_{\eta q} = 0$  (II.5)

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique, comme il est montré par la Figure (II.1), alors :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r = Cste \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (II.6)$$

Donc :

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (II.7)$$

En substituant (II.6) dans (II.7), on aura

$$\phi_{rd} = M i_{sd} = \phi_r \quad (II.8)$$

Ce qui conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (II.9)$$

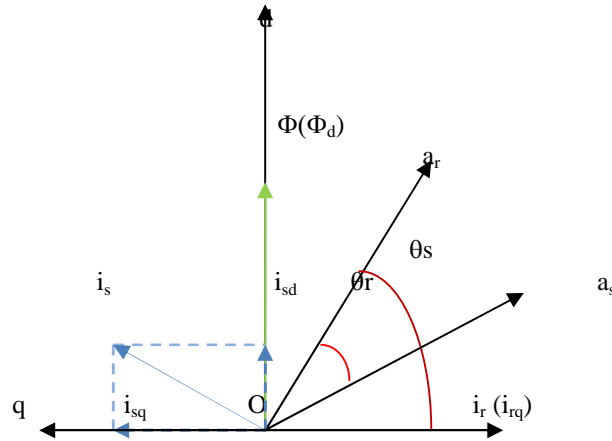


Figure (II-1) : Orientation du flux.

Introduisant la constante  $K = P \frac{M^2}{L_r}$  dans l'équation (II.9), on trouve :

$$C_{em} = K i_{sd} i_{sq} \quad (II.10)$$

L'expression (II.10) est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_r = P\Omega + \omega_r \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes: **Directe** qui à été développée par F.Blaschke, et **Indirecte** développée par k.Hasse [2].

### II.2.1- Commande vectorielle Directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa position. Pour cela deux procédés sont utilisés:

- La mesure de flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématique

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure de flux:
  - Problème de filtrage du signal mesuré.
  - Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteur + filtre) [2].

### II.2.2- Commande vectorielle Indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position .elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de la température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ .

Dans notre étude, on utilisera la méthode directe de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension

## II.3- COMMANDE VECTIRIELLE DIRECTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle dans les équations d'état de la machine représentée dans le repère lié au champ tournant rotorique :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_r i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (\text{II.12})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + R_r i_{sq} + \frac{M}{L_r} \omega \phi_r \quad (\text{II.13})$$

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{sd} \quad (\text{II.14})$$

$$\omega_s - \omega = \frac{M}{\phi_r T_r} i_{sq} \quad (\text{II.15})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient :  $V_{sd}$  influe à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple, il en est de même pour  $V_{sq}$ . On est alors amené à réaliser **le découplage**.

### II.3.1- Principe de découplage

L'objectif est dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives [8]. Parmi les différentes techniques, il existe:

- Un découplage utilisant un régulateur.
- Un découplage par retour d'état.
- Un découplage par compensation [7], au quel nous intéressons.

Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

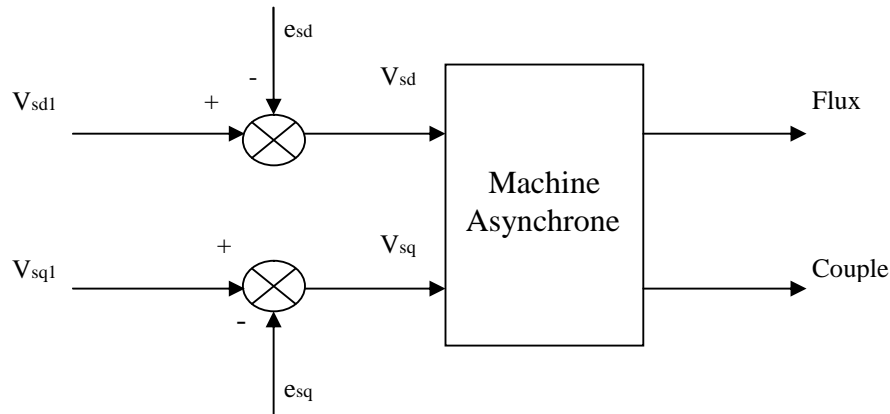
Avec

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Tel que :

$e_{sd}$ : c'est une **FEM** de rotation créée par  $i_{sd}$  (la composante "d" sur "q")

$e_{sq}$ : c'est une **FEM** de rotation créée par  $i_{sq} \Rightarrow$  couplage non linéaire sur l'axe "d".



**Figure (II-2) :** Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

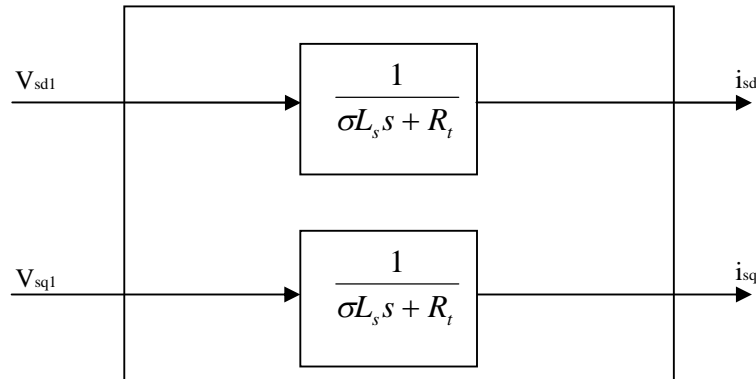
Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$ . On peut utiliser une estimation du flux réel  $\hat{\phi}_r$  pour le calcul de ces valeurs  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$ . La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel:

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} \quad (\text{II.18})$$

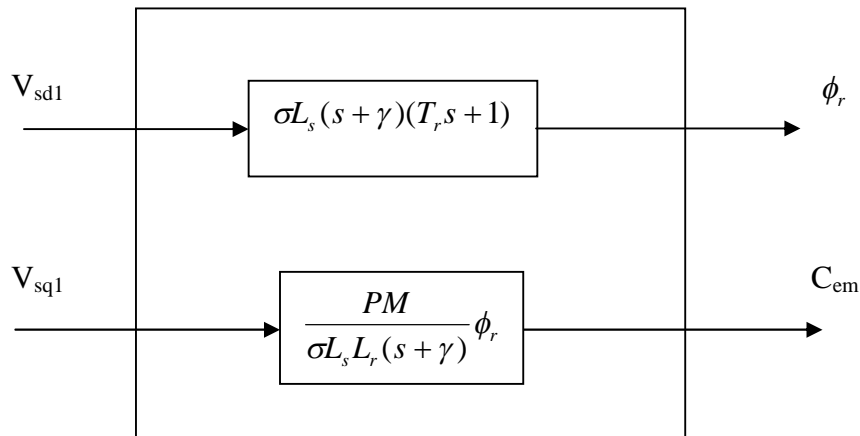
$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - R_t i_{sq} \quad (\text{II.19})$$

Les actions sur les axes "d" et "q" sont donc découplées, comme l'indique la figure (II-3)



**Figure (II-3) :** Commande découplée expression de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple sur la figure (II-4) :



**Figure (II-4) :** Commande découplée expression de  $\Phi_r$  et  $C_{em}$

Avec :  $\gamma = \frac{R_t}{\sigma L_s}$

### II.3.2- Estimation de $\theta_s$ et $\omega_s$

On suppose que le flux rotorique est mesuré avec un capteur au niveau de la machine. On calcule alors l'orientation du repère lié au champ glissant à partir des composantes du flux rotorique dans ce repère, en utilisant la relation :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{II.20})$$

Avec  $\phi_{r\alpha}$  et  $\phi_{r\beta}$  les composantes du flux rotorique dans un repère lié au stator.

Nous savons que :

$$\omega_s = \dot{\theta}_s = \frac{d}{dt}\left(\arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right)\right) \quad (\text{II.21})$$

$$\omega_s = \frac{\dot{\phi}_{r\beta}\phi_{r\alpha} - \dot{\phi}_{r\alpha}\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (\text{II.22})$$

D'après le modèle de la machine dans le repère  $(\alpha, \beta)$  on a :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant (II.22) dans (II.21), nous obtenons :

$$\omega_s = \frac{1}{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \left[ \frac{M}{T_r} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) + \omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right] \quad (\text{II.24})$$

$$\omega_s = \frac{M}{T_r(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) + \omega \quad (\text{II.25})$$

Par identification avec l'équation de l'autopilotage :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (\text{II.26})$$

On trouve :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)} (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) \quad (\text{II.27})$$

### II.3.3- Schéma bloc de la commande vectorielle directe

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur La figure (II.5). Ce schéma contient trois régulateurs de type PI, un pour le flux, et les deux autres pour le courant. La régulation de la vitesse est faite par un régulateur IP. Les grandeurs régulées entre dans le bloc du découplage pour construire les tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ ,

ou se trouve le bloc de transformation vers  $(\alpha, \beta)$  qui alimente la machine. Les grandeurs sortantes de la machine (les courants statoriques, et les flux rotoriques) sont utilisées dans le calcul de  $\theta_s$  et  $\omega_s$ . un autre bloc de transformation du  $(\alpha, \beta)$  vers  $(d, q)$  est utilisé pour faire le retour de régulation.

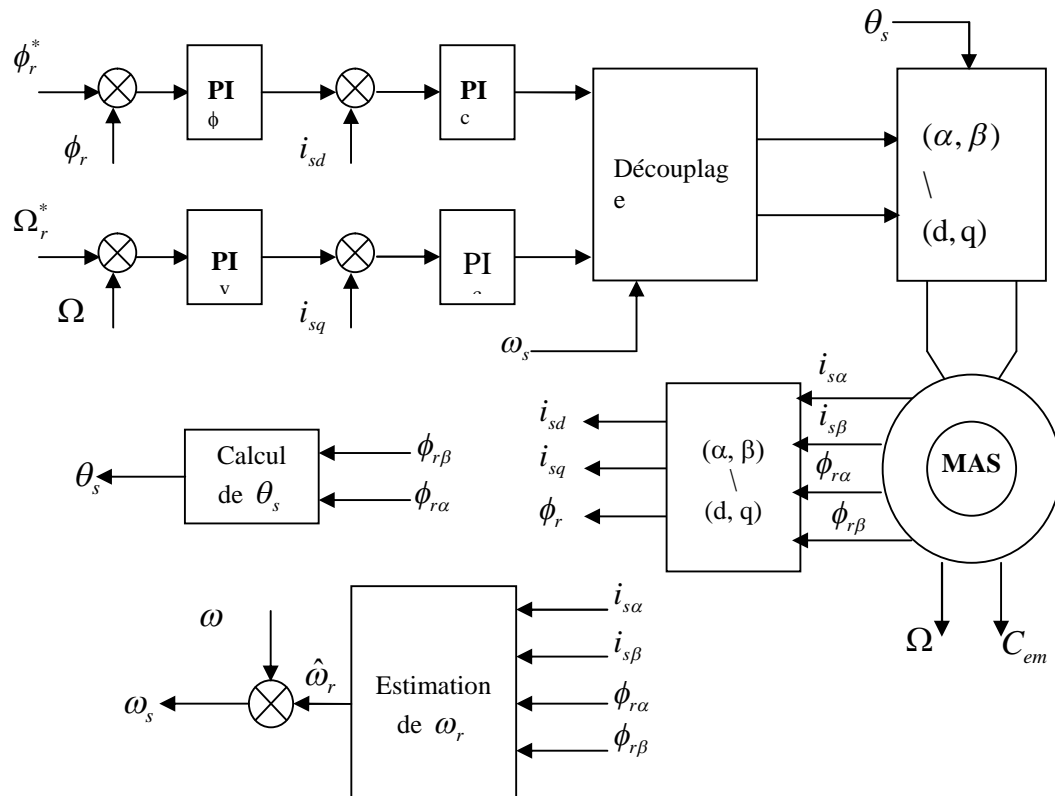


Figure (II-5) : Schéma bloc de la commande vectorielle.

Dans ce qui suit, on va calculer les coefficients des régulateurs des courants, du flux et de la vitesse.

## II.4- DETERMINATION DES COEFFICIENTS DES REGULATEURS

Dans le cas de notre étude, on se limite d'utiliser la technique du contrôle PI pour le réglage du courant et de flux, et un régulateur IP dans le cas de la vitesse.

### Action proportionnelle

- Si  $K_p$  est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillations dans la sortie s'accroît.
- Si  $K_p$  est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

### Action intégrale

- L'action intégrale réagit lentement à la variation de l'erreur et assure une poursuite progressive de la consigne.
- Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action sur la commande augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

#### II.4.1- Régulateurs de courant

Le découplage proposé par (II.18) et (II.19) permet d'écrire:

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s} \quad (\text{II.28})$$

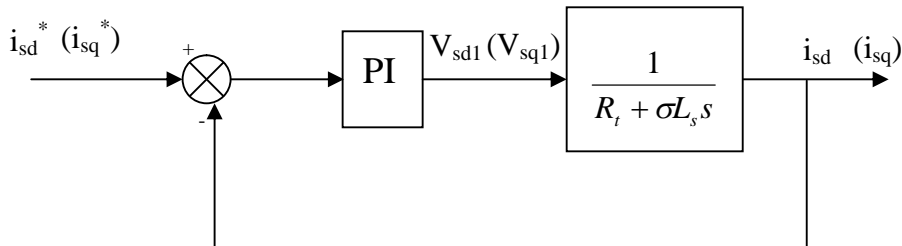
$$\frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \quad (\text{II.29})$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.30})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II-6).



**Figure (II-6):** Régulation des courants en boucle fermée

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{K_i}{R_t s} \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{R_t} s} \quad (\text{II.31})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_t} \quad (\text{II.32})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BO_c(s) = \frac{K_i}{R_t s} \quad (\text{II.33})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$BF_c(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{II.34})$$

Avec

$$\tau_i = \frac{R_t}{K_i} \quad (\text{II.35})$$

En combinant les deux équations (II.32) et (II.35), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par:

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_t}{\tau_i} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Un meilleur choix de la constante de temps  $\tau_i$  nous permet d'avoir les valeurs des coefficients des régulateurs. Pour  $\tau_i = 0.01\text{s}$ , ces coefficients seront :

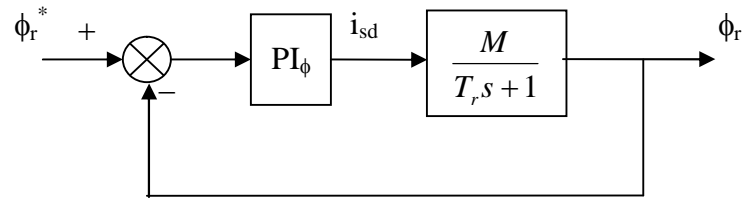
$$\begin{cases} K_i = 1525 \\ K_p = 7.9531 \end{cases}$$

## II.4.2- Régulateur du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique nous permet d'écrire à partir de l'équation (II.14) :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{II.37})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II-7).



**Figure (II-7) :** Régulation du Flux rotorique en boucle fermée

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_f(s) = \frac{K_i}{s} \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \left( \frac{M}{T_r s + 1} \right) \quad (\text{II.38})$$

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_r \quad (\text{II.39})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant comme suit:

$$BO_\phi(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{MK_{i\phi}} \quad (\text{II.40})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$BF_\phi(s) = \frac{1}{\tau_\phi s + 1} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{MK_{i\phi}} \quad (\text{II.42})$$

A partir des conditions (II.39) et (II.42), les paramètres du régulateur de flux sont:

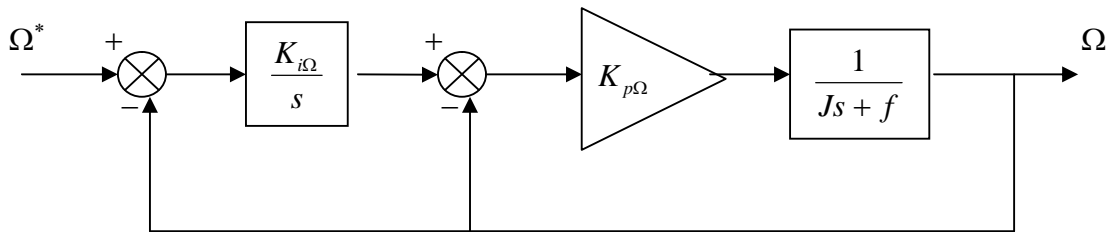
$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau_\phi} \\ K_{p\phi} = \frac{T_r}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

En choisissant la constante du temps  $\tau_\phi = 0.04\text{s}$ , les valeurs des coefficients du régulateur de flux seront :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = 59.3591 \\ K_{p\phi} = 4.3451 \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

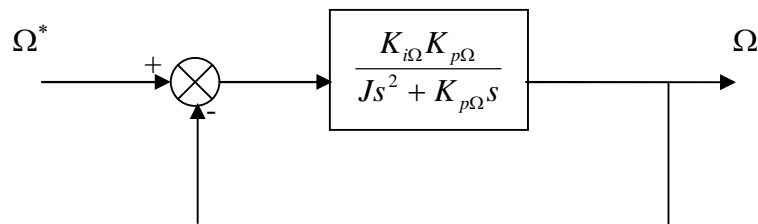
### II.4.3- Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur IP peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (II.8).



**Figure (II-8) :** Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

Sous forme simplifiée et pour un coefficient de frottement nul  $f = 0$ , ce schéma bloc sera équivalent à celui de la figure (II.9).



**Figure (II-9) :** Boucle externe de la vitesse.

La fonction de transfert de régulation de la vitesse en boucle fermée est donnée par l'équation suivante:

$$BF_{\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega} K_{p\Omega}}{Js^2 + K_{p\Omega}s + K_{i\Omega} K_{p\Omega}} \quad (\text{II.45})$$

$$BF_{\Omega}(s) = \frac{\frac{K_{i\Omega} K_{p\Omega}}{J}}{s^2 + \frac{K_{p\Omega}}{J}s + \frac{K_{i\Omega} K_{p\Omega}}{J}} \quad (\text{II.46})$$

Par identification de l'équation caractéristique de (II.46) avec celle de la forme générale d'un système du 2<sup>nd</sup> ordre:  $s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$ , on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J \\ K_{i\Omega} = \frac{\omega_n}{2\xi} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

En choisissant un amortissement critique  $\xi=1$ , et une pulsation  $\omega_n=1.5$  rad/s. alors les coefficients des régulateurs sont données par :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.06 \\ K_{i\Omega} = 0.75 \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

## II.5- REPRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION

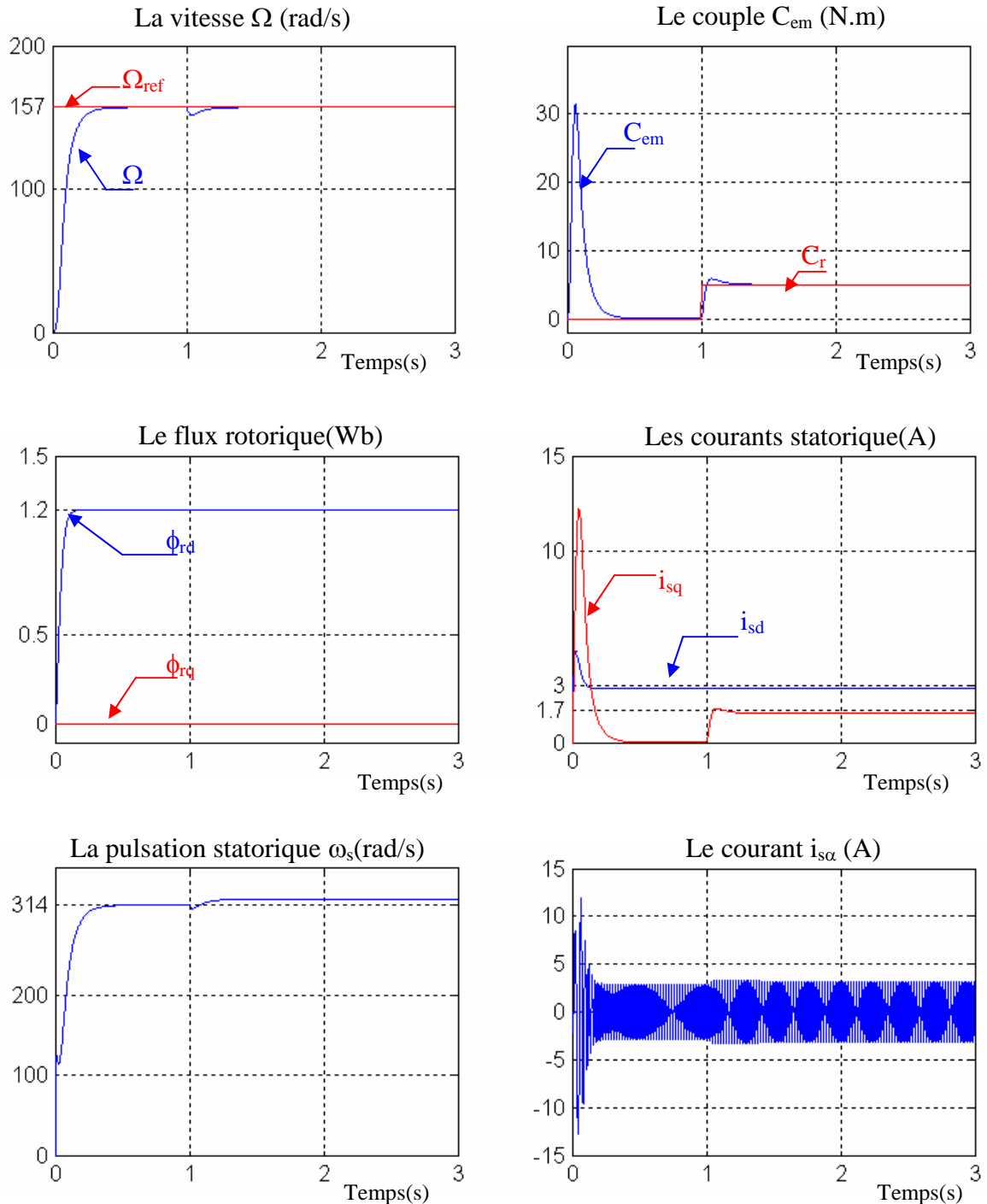
Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- Un flux de référence de 1.2 Wb.
- Une vitesse de référence égale à : 157 rad/s.
- Une charge nominale de 5 N.m.

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement nominales et variables à savoir la variation de charge, de la vitesse et la variation des paramétriques résistifs.

### II.5.1- Fonctionnement nominal

La figure (II-10) présente l'évolution des grandeurs régulées dans les conditions nominales et avec une charge nominale  $C_r = 5\text{Nm}$ , appliquée à l'instant  $t = 1\text{s}$ .



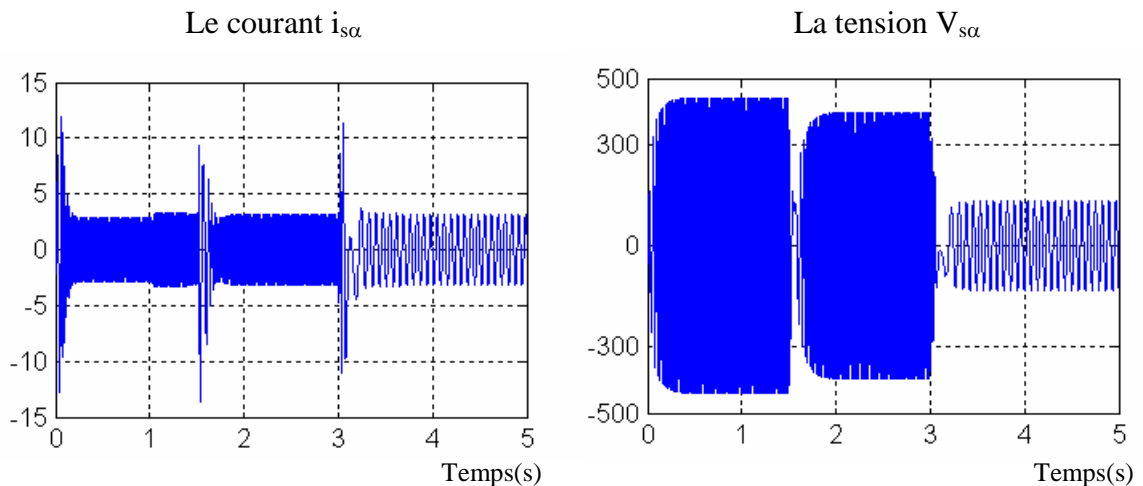
**Figure (II-10) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MI lors du fonctionnement nominal.

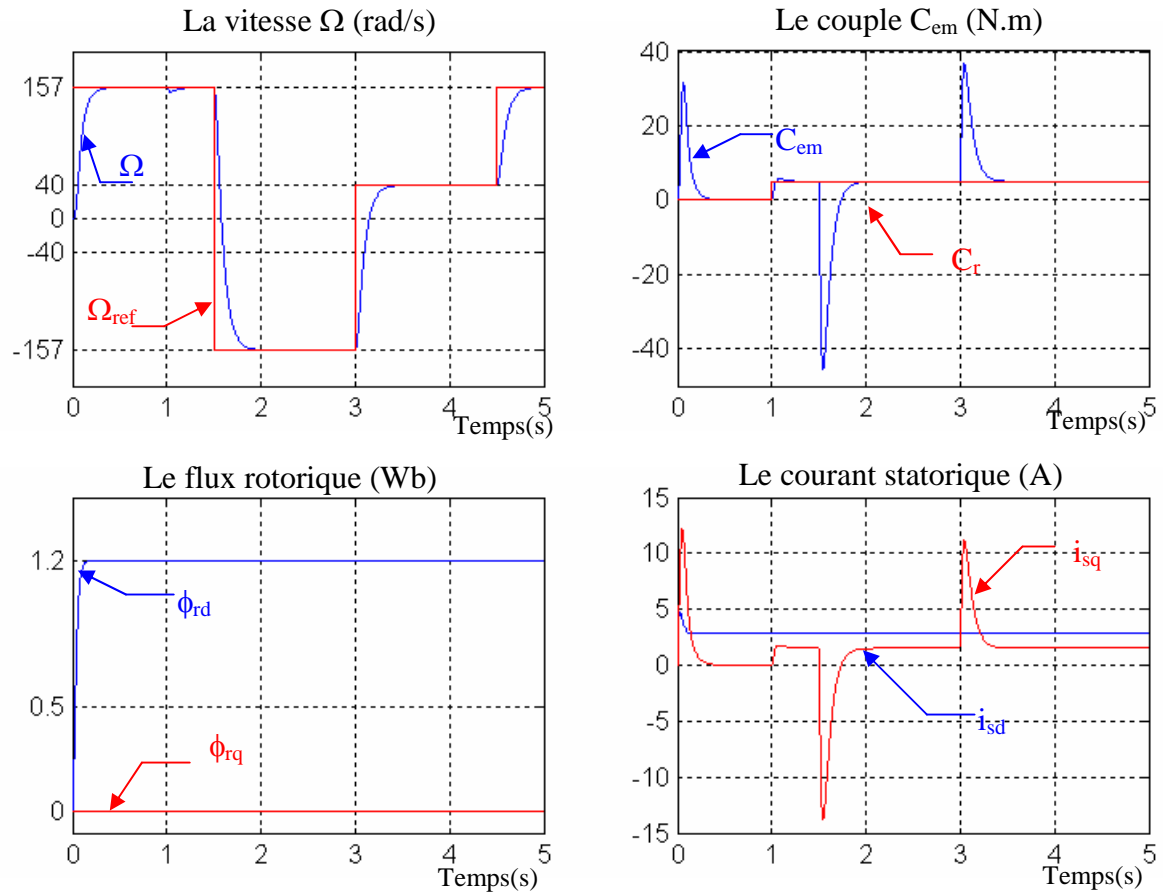
On remarque que :

- La vitesse suit sa valeur de référence avec un temps de réponse  $t_r=0.5s$ . A  $t=1s$ , elle diminue un peu puis elle reprend sa valeur lors de l'application de la charge.
- Initialement, le couple moteur a un pic de  $31.5N.m$ , puis il se stabilise au zéro lorsque  $t=0.4s$ . Après l'application de la charge  $C_r=5N.m$ , le couple subit un petit dépassement puis il rejoint sa valeur finale de  $5N.m$ .
- La composante directe de flux rotorique  $\phi_{rd}$ , après un régime transitoire qui dura jusqu'à  $t_r=0.2s$ , atteint sa valeur finale de  $1.2Wb$ .
- Le courant statorique  $i_{sd}$  prend la valeur  $3A$  après un temps de réponse très court, au moment où la composante  $i_{sq}$  converge vers la valeur zéro (A) après un régime transitoire caractérisé par un pic de  $12A$ , et lorsque la charge est appliquée il atteint la valeur de  $1.7A$ .
- La pulsation statorique se stabilise à sa valeur nominal ( $314rad/s$ ), et après l'application de la charge elle subit une légère augmentation vers  $321.3rad/s$ .
- Le courant  $i_{s\alpha}$  entre dans son régime permanent après un temps de réponse  $t_r=0.2s$  où l'amplitude est de  $2.8A$ . A l'instant  $t=1s$ , l'amplitude de ce courant augmente jusqu'à  $3.2A$ .

## II.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 (II.11). Au début de ce test la vitesse est égale à celle de la valeur nominale ( $157 rad/s$ ), à l'instant  $1.5s$  on fait inverser le sens de rotation de la machine de ( $-157 rad/s$ ) jusqu'à l'instant  $t=3s$ , ou on diminue la vitesse jusqu'à  $40rad/s$ .





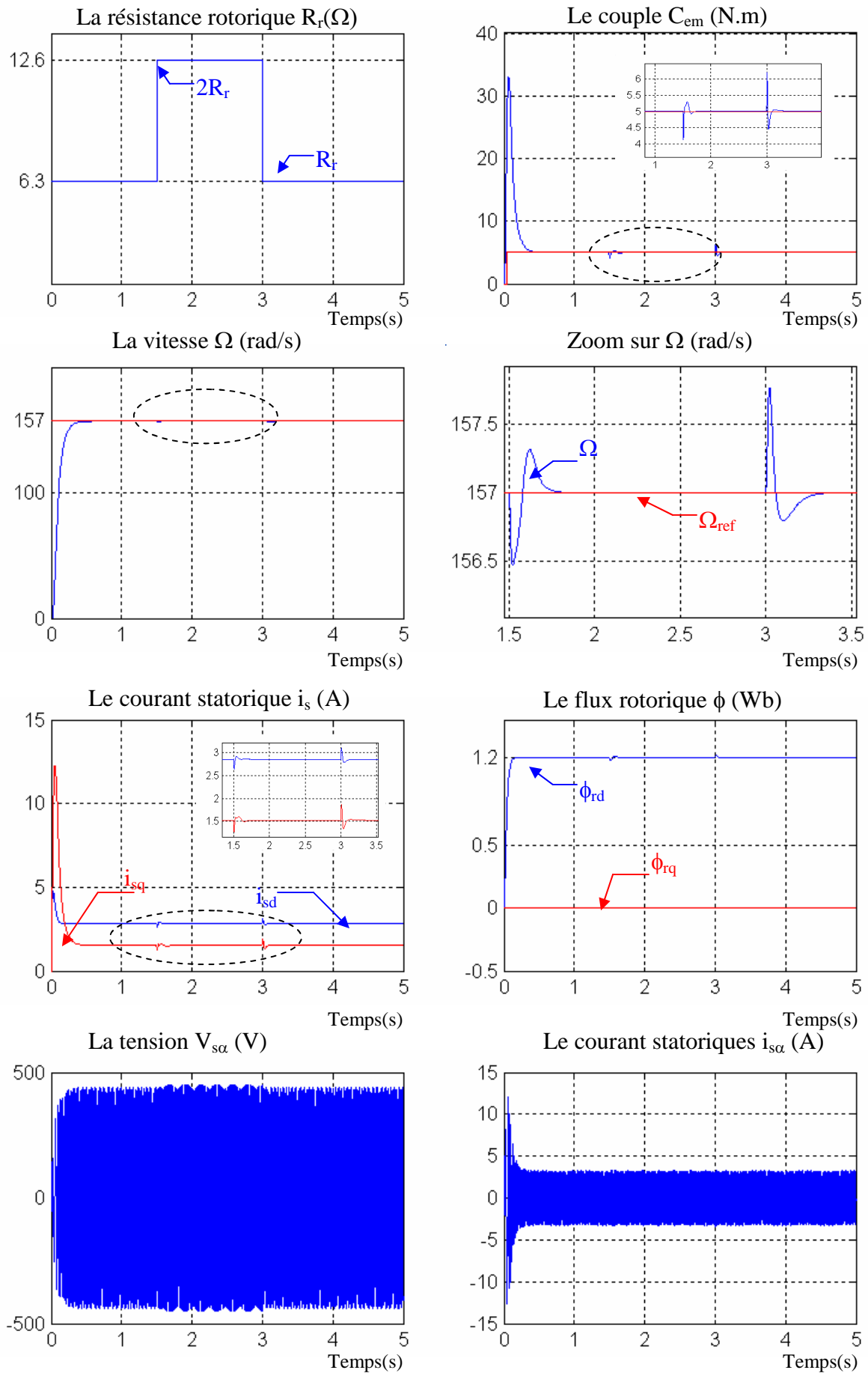
**Figure (II-11) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MI lors du fonctionnement à vitesse variable.

On remarque que le système répond positivement à ce test, La vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic lors du passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque que les composantes du flux rotorique  $\Phi_{rd}$  et  $\Phi_{rq}$  ne présentent aucun changement à la variation de la vitesse, avec le maintien de  $\Phi_{rq}$  pratiquement nul. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse. Les résultats montrent aussi que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants et les tensions statoriques.

### II.5.3-Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique

Ce test est caractérisé par une augmentation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants 1.5s et 3s. Les résultats de ce test sont regroupés dans la figure (II.12).

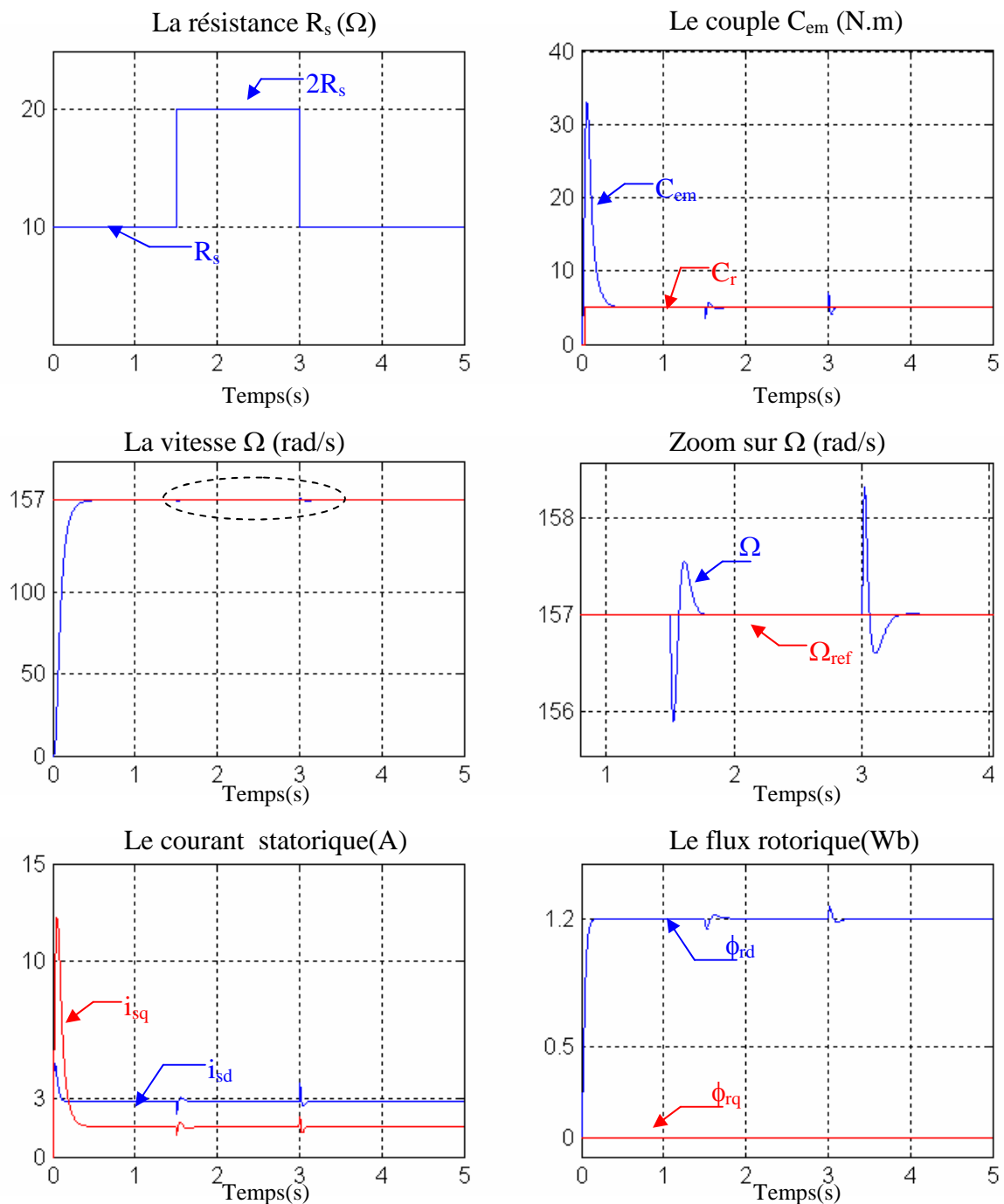


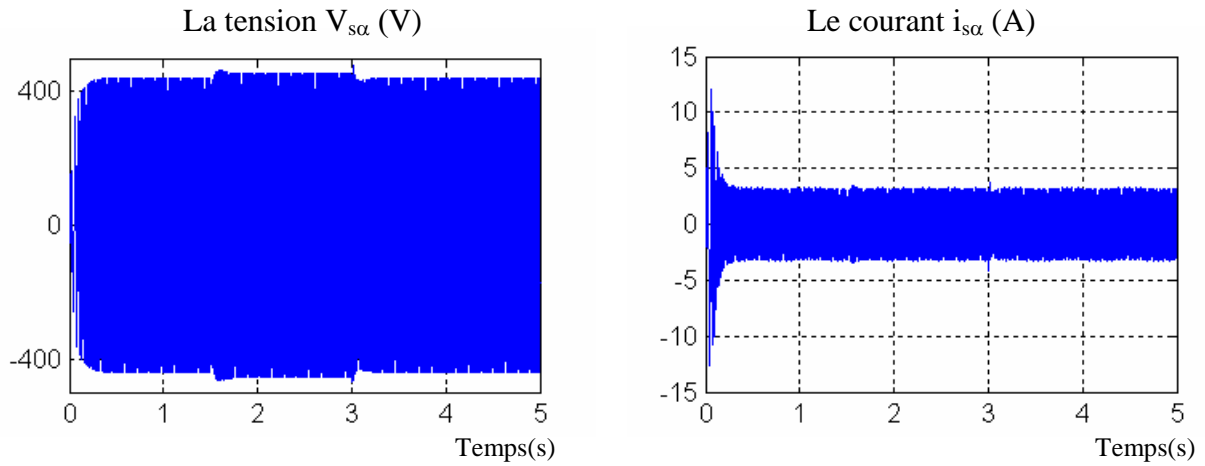
**Figure (II-12) :** Test de robustesse des grandeurs de la machine vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

On remarque que la variation de la résistance rotorique influe sur toutes les grandeurs de la machine. La vitesse, le couple, le flux, les courants et la tension ont des transitions au moment de la variation de la résistance rotorique puis ils reprennent leurs valeurs nominales.

### II.5.4-Tests de robustesse pour la variation de la résistance statorique

Comme dans le cas du test précédent, nous varions la résistance statorique de +100% de la valeur nominale entre les instants 1.5s et 3s. Les résultats obtenus sont mentionnés sur la figure (II-13), et montrent que les changements remarquables sur les grandeurs de la machine sont semblables à ceux obtenus lors de la variation de la résistance rotorique.

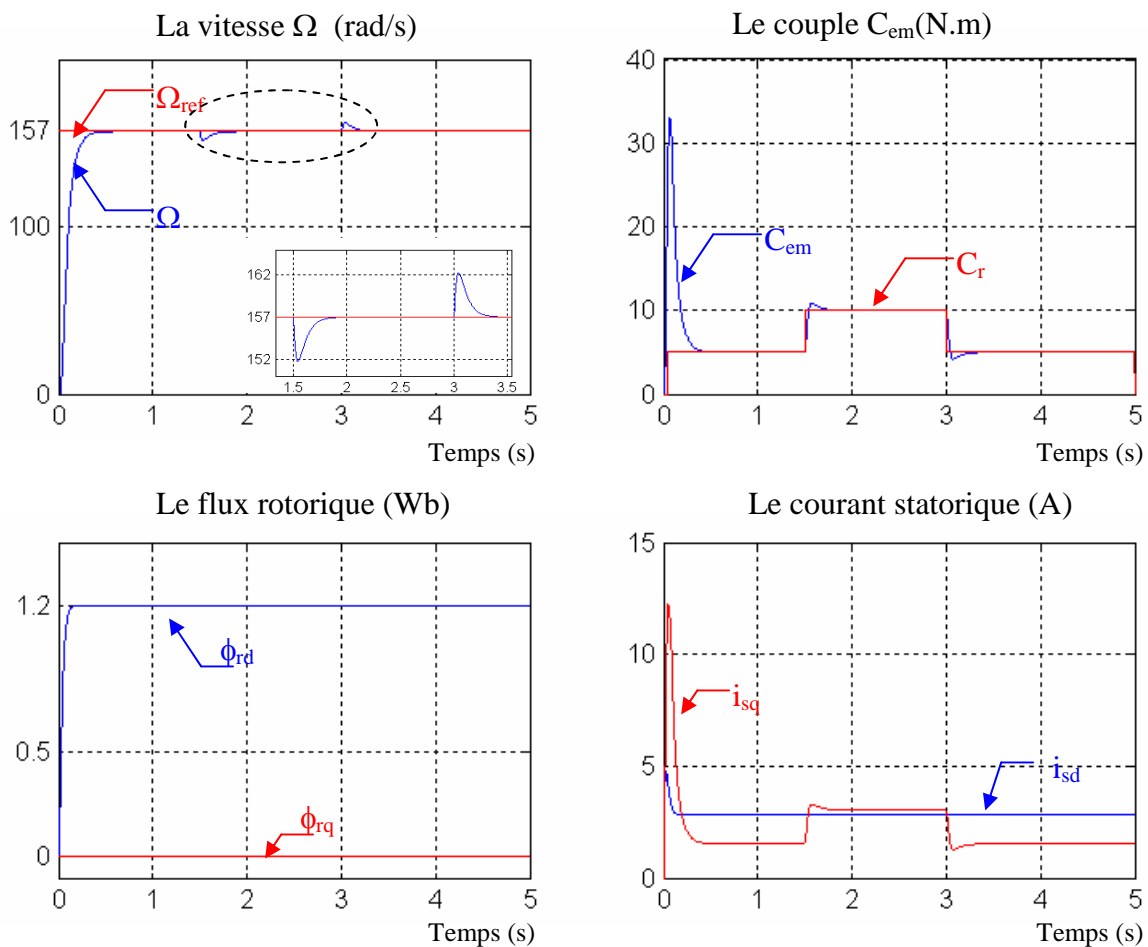


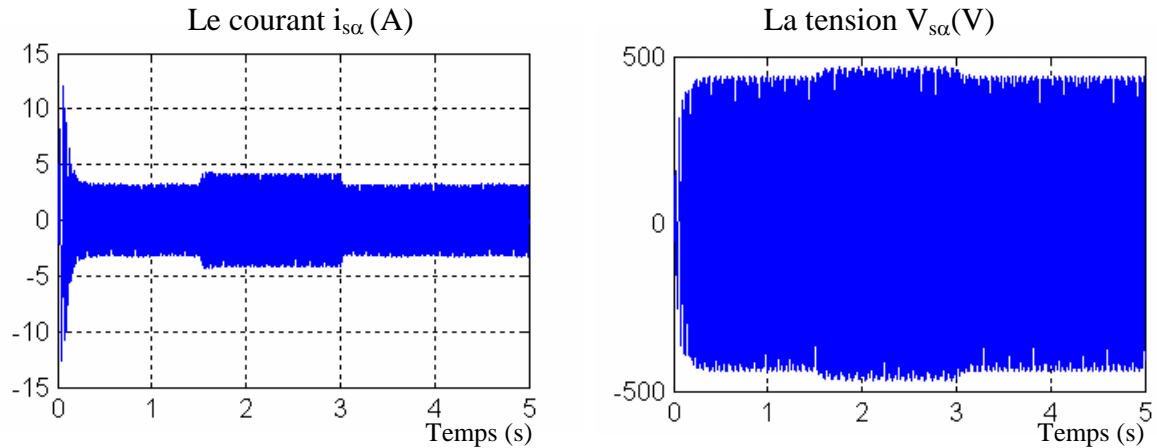


**Figure (II-13) :** Test de robustesse des grandeurs de la machine vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.

### II.5.5- Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge

Entre les instants 1.5s et 3s, on applique une charge de +100% de sa valeur nominale. Les résultats correspondants sont présentés dans la figure (II-14).





**Figure (II-14)** : Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge.

Les résultats montrent que la vitesse subit une petite variation lors du changement de la charge puis elle rejoint sa valeur de référence. Le couple électromagnétique subit un pic lors du changement de la charge, et de même pour la composante du courant statorique  $i_{sq}$  puis ils suivent leurs valeurs de référence. Alors que les composantes du flux présentent des grandeurs constantes sans aucun changement, ce qui caractérise le découplage entre le flux et le couple.

## II.6- CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette structure de commande, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lors d'un réglage précis des différents régulateurs. Ceci peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine. Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués, ou les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

Nous avons vu qu'une estimation parfaite de la pulsation statorique permet d'obtenir une commande plus ré pondue à nos besoins, donc les observateurs font une solution parfaite pour ce problème. Aussi, on peut signaler que la connaissance du module et de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Mais pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les capteurs de mesure seront remplacés par des estimateurs ou des observateurs. Qu'est qu'un observateur ou un estimateur et quel type d'observateurs on peut choisir? Ce problème fera l'objet du chapitre suivant.

# CHAPITRE 3

## OBSERVATEUR DE FLUX ROTORIQUE PAR MODE GLISSANT

### III.1 INTRODUCTION

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis et afin de garantir les performances souhaitées de la commande de la machine asynchrone. La régulation de flux et son maintien constant lors de la commande vectorielle de la MI sont indispensables. La première idée, pour accéder au flux rotorique, est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs altère le fonctionnement de la machine. De plus, le surcoût, leur fragilité ou les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans des applications industrielles [10].

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée dans les dernières années, on peut citer les observateurs déterministes (Luenberger, observateur adaptatif d'ordre réduit ou d'ordre complet), le filtre de Kalman, l'observateur à structure variable par mode glissant et l'observateur robuste par backstepping. Ces observateurs sont utilisés pour l'observation du flux et l'estimation de la vitesse en boucle fermée [11].

Dans ce chapitre on va présenter une étude théorique de quelques observateurs et leurs types présentés dans la littérature, par la suite, on développe une étude théorique des observateurs par mode glissant. Une application pour l'estimation du flux rotorique sera présentée. Les résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec observateur par Mode glissant du flux rotorique seront présentés avec des tests de robustesse.

## III.2- ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS

### III.2.1- Notion d'estimation

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateurs statiques) ou transitoire (estimateurs dynamiques). Ils sont obtenus par une relation directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant, leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique) [12].

### III.2.2- Notion d'observation

Un observateur peut être défini comme un système qui fournit une estimation d'une grandeur physique  $X$  interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations disponibles, en l'occurrence les entrées et les sorties du système physique [13].

Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système physique, noté  $\hat{X}$ , à partir de la connaissance des entrées  $U(t)$  et des sorties  $Y(t)$  mesurables. La figure (III.1) montre la différence entre le schéma général d'un estimateur et d'un observateur.

Pour aborder l'étude de la mise en œuvre d'un observateur il est indispensable de disposer d'un modèle mathématique du processus à observer. Pour son étude on exprime le modèle sous la forme d'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X;U) \\ Y = h(X) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec:

$$\begin{aligned} X &\in R^N \\ U &\in R^M \\ Y &\in R^P \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

X: Vecteur d'état.

U: Vecteur des entrées mesurables.

Y: Vecteur des sorties mesurables.

Dans notre cas, le système physique est le moteur asynchrone. En le considérant comme un système linéaire variant dans le temps, l'équation (III.1) est formulée de la façon suivante:

$$\dot{X} = A(\omega)X + BU \quad (\text{III.3})$$

B est la matrice d'entrée du système et  $A(\omega)$  est la matrice de transition qui, dans la machine d'induction, n'est pas stationnaire puisqu'elle dépend de la vitesse de rotation du moteur, mais peut être considérée comme quasi stationnaire vue la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques.

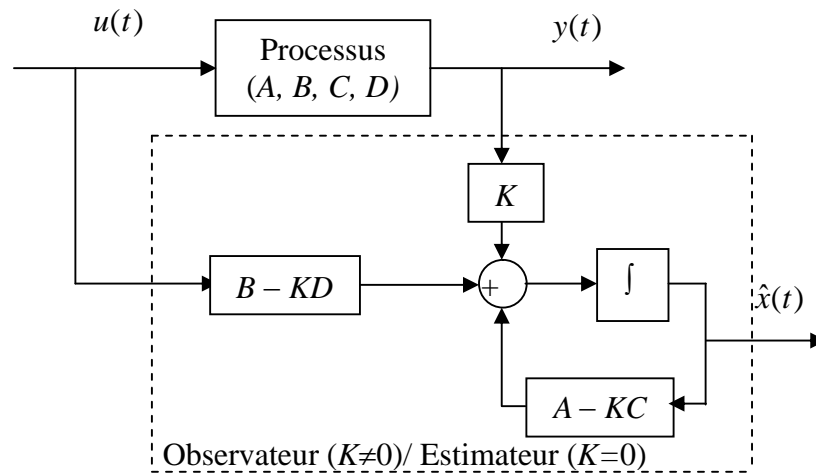


Fig. (III-1) : Structure de l'estimateur et de l'observateur.

La commande vectorielle a besoin de connaître le flux (angle et module) avec une grande précision, alors une question se pose: **Un estimateur est-il suffisamment précis?**

Pour cela, on examine l'équation exprimant l'erreur d'estimation pour évaluer la précision de la reconstruction du flux. On définit comme erreur d'estimation l'écart qui existe entre les états réels et leurs estimés

$$\varepsilon = X - \hat{X} \quad (\text{III.4})$$

Soit le système (III.5) et l'estimateur défini par le modèle mathématique (III.6)

$$\dot{X} = A(\omega)X + BU \quad (\text{III.5})$$

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A}(\omega)\hat{X} + \hat{B}U \quad (\text{III.6})$$

Alors l'équation de l'erreur est obtenue par la simple soustraction (III.5) et (III.6)

$$\dot{\varepsilon} = A(\omega)\varepsilon + \Delta A\hat{X} + \Delta BU \quad (\text{III.7})$$

Avec :

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

$$\Delta B = B - \hat{B}$$

De l'équation (III.7), nous déduisons que la simple résolution en temps réel du système d'équations (III.6) pour l'estimation des variables d'états  $X$  est subordonnée à la nature propre du système.

- pour que l'erreur d'estimation converge vers zéro, il faut que la matrice  $A(\omega)$  soit définie négative (en considérant  $\Delta A = 0$  et  $\Delta B = 0$ ).
- la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation vers zéro, dépend des constantes de temps du système.
- lorsqu'il existe des erreurs de modélisation, les termes  $\Delta A\hat{X}$  et  $\Delta BU$  se comportent comme des entrées dans l'équation différentielle (III.7) et par conséquent les estimées  $\hat{X}$  seront biaisées.

Dans le cas de la machine à induction le premier point est satisfait (la matrice  $A(\omega)$  est définie négative). Malheureusement, les deux derniers aspects nous indiquent que l'on ne maîtrise pas le temps de convergence de l'erreur d'estimation et que les estimées auront une erreur statique due aux erreurs de modélisation [13].

Les défauts de l'estimateur peuvent être atténués, en utilisant un terme correcteur. Cette structure est appelée observateur (III.8). Ainsi 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  $K$ .

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega)\hat{X} + \hat{B}U + K(CX - \hat{C}\hat{X}) \quad (\text{III.8})$$

Où  $C$  est la matrice de sortie.

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 (dans certains travaux est appelé erreur d'observation) est obtenue en soustrayant (III.8) et (III.5). Alors, l'équation décrivant l'erreur d'estimation devient

$$\dot{\varepsilon} = [A(\omega) - KC]\varepsilon + [\Delta A - K\Delta C]\hat{X} + \Delta BU \quad (\text{III.9})$$

Avec :  $\Delta C = C - \hat{C}$  l'erreur de modélisation de la matrice de sortie.

Le grand avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré par l'équation (III.9). En effet, la dynamique de convergence de l'erreur vers zéro est gouvernée par le terme  $[A(\omega) - KC]$  qui comporte la matrice de gain de correction  $K$ . donc, on peut imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction  $K$  (dynamique indépendante), mais aussi compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une mauvaise modélisation n'est pas toujours aisé et possible. Alors, on fait appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique.

Pour conclure, on peut dire que les étapes pour la mise en œuvre d'un observateur peuvent se résumer à :

- Un choix du modèle mathématique du système physique.
- Un choix de la méthode de calcul de la matrice de gain de correction.
- Un choix d'une méthode d'adaptation ou d'identification paramétrique si cela s'avère nécessaire.

### III.3- OBSERVATION DES GRANDEURS INTERNES DE LA MI

Les performances d'un actionneur asynchrone commandé vectoriellement, sans capteur de flux, reposent sur la connaissance précise de la position et du module du flux rotorique. A cette exigence sur les algorithmes d'estimation du flux rotorique, les conditions réelles de fonctionnement de l'actionneur imposent des contraintes supplémentaire [13] telles que :

- un temps de calcul raisonnable.
- une bonne robustesse par rapport aux variations des paramètres de type résistif ( $R_s; R_r$ ) et de type inductif ( $\sigma; L_s$ ).

De plus, les différentes stratégies de commande de la machine à induction peuvent rendre l'estimation du flux difficile. Par exemple, lorsque la machine est commandée en

survitesse ou à énergie minimale (affaiblissement du flux) l'observateur de flux doit être capable de suivre des trajectoires de flux. C'est pourquoi une étude minutieuse et large, abordant différentes solutions de la reconstruction du flux rotorique, est importante [13].

### III.4- DIFFERENTS TYPES D'OBSERVATEURS

Il existe de nombreuses techniques d'observation, en fonction du système considéré. Elles peuvent être classées en deux grandes catégories:

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

En considérant la machine à induction comme un système linéaire, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

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

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

- Observateurs où les gains de correction sont calculés à partir 'une analyse de stabilité par la méthode de Lyapounov.
- Observateurs à structure variable (**Modes Glissants**).
- Observateurs adaptatifs.
- Observateur par Backstepping.

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

#### III.4.1- Observateur de type déterministe

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 (III.10) (dans le cas linéaire) et sera appelé observateur déterministe:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} + DU \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

### III.4.2 Observateurs de type stochastique (Filtre de Kalman)

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. Il existe deux types d'observateur, d'ordre complet ou d'ordre réduit. L'inconvénient majeur de l'algorithme d'ordre complet (ordre 5 ou 6) est le temps de calcul nécessaire pour son exécution. Certains travaux, présentés dans la littérature, ont montré la façon d'utiliser un modèle dynamique réduit du moteur, pour la mise en œuvre d'un observateur de flux étendu par filtrage stochastique (il a été développé notamment pour l'identification de la résistance rotorique et pour le contrôle vectoriel direct avec capteur mécanique). Cependant, les performances de ces réalisations restent étroitement liées à la connaissance de la résistance statorique aux basses vitesses. Paramètre qui peut varier jusqu'à 50% de sa valeur nominale.

Malheureusement, cet observateur a quelques inconvénients inhérents, tels que l'influence de caractéristiques du bruit et le fardeau de calcul [11]. Pour une bonne exploitation de l'algorithme du filtre de Kalman, il est donc nécessaire de rechercher des modèles étendus et réduits de la machine à induction dans le but d'estimer le flux rotorique, la résistance rotorique et la vitesse de rotation, ce qui semble être une solution délicate dans une commande en boucle fermée [11].

### III.4.3- Observateurs à structure variable

#### III.4.3.1- Système à structure variable

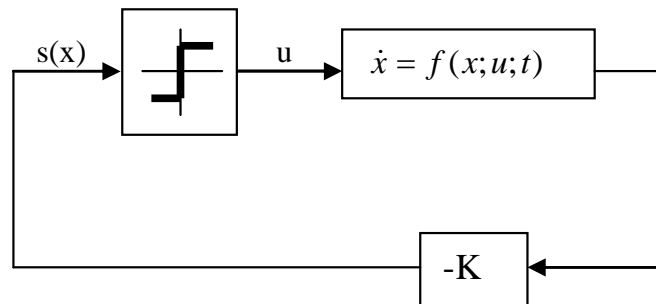
Les processus physiques sont le plus souvent non linéaires, mal définis et à paramètres variables. Les équations dynamiques sont non linéaires, couplées et les paramètres intervenant dans leur description dépendent de la charge. D'autre part, un modèle mathématique n'est rien d'autre qu'une représentation approximative de la réalité physique. Souvent on ne dispose que de ce modèle pour construire lois de commande. Ainsi en vertu de la physique du système,

qu'il faut prendre en compte, la commande doit être robuste dans le sens où elle devra assurer une très faible sensibilité aux incertitudes sur les paramètres, à leurs variations et aux perturbations auxquelles est soumis le système [10].

Les systèmes de commande à structure variable constituent une solution à ce problème. Ils sont composés de sous-système continus avec une logique de commutation propre pour passer d'un sous-système à l'autre, ainsi on obtient une action où le système est globalement discontinu. La commande dite par mode glissants constitue un mode de fonctionnement particulier des systèmes de régulation à structure variable. On parle de modes glissants lorsque les variables d'état glissent autour d'un point d'équilibre. Considérons, pour faciliter la compréhension, l'équation différentielle définie par :

$$\dot{x} = f(x; u; t) \quad (\text{III.11})$$

Soit  $S$  une surface de commutation de dimension  $p$  défini par  $\{x : S(x)=0\}$ ,  $S \in R^p$ . Le schéma bloc de régulation est donné par la figure (III-2):



**Figure (III-2) :** Régulation par Mode Glissant

La commande  $u \in R^p$  et telle que :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f_+ si \{x : S(x) > 0\} \\ \dot{x} &= f_- si \{x : S(x) < 0\} \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Où  $f_+$  et  $f_-$  sont des fonctions continues de  $R^n$  vers  $R^n$

### III.4.3.2-Observateur par Mode glissant

La conception des observateurs pour les systèmes non linéaire a été largement étudiée et développée dans les dernières années. Les premiers travaux concernant les systèmes de commande à structure variable en mode glissant, ont été élaborés au début des années cinquante en union soviétique par Emelyanov [14]. En 1964 Filippov fait les premiers travaux qui donnent la notion de trajectoire. Les idées n'ont pas apparus hors de la Russie jusqu'à la moitié des années 70, quand le livre d'Iktis (1976) et les papiers d'Utkine(1977) ont été publiés en Angleterre [15]. Néanmoins, il n'y a aucune solution générale pour le problème de stabilité globale et de linéarisation de l'erreur d'observation pour tous les systèmes non linéaires.

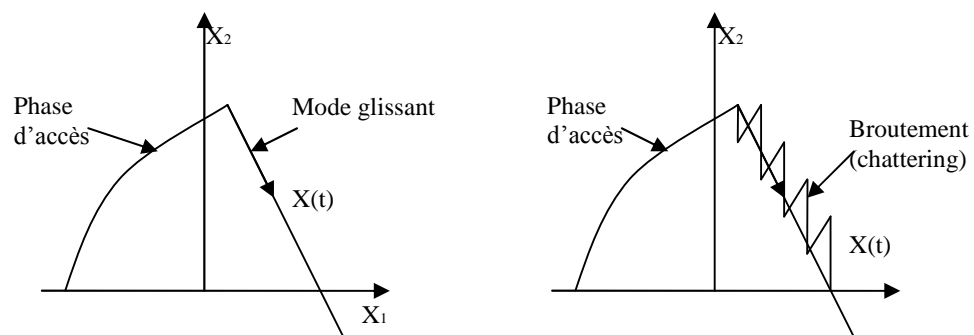
Cependant, les moteurs asynchrones, utilisés largement dans l'industrie, constituent un problème de contrôle stimulant, vu que le système dynamique est non linéaire, les variables électriques du rotor ne sont pas mesurables, et les paramètres physiques sont très souvent imprécisément connus.

Dans notre travail, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux rotorique on a recours à des observateurs à mode glissant, caractérisés par leur robustesse excellente et leurs propriétés de performance pour les problèmes de non linéarité. Le domaine d'application du mode glissant s'élargit avec le développement des calculateurs électriques très rapides et des assises théoriques qui se concrétisent de jour en jour par un fusionnement d'articles et d'ouvrages. On peut citer quelques applications décrites dans la littérature; Les entraînements électriques pour les machines outils et les robots, qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, ainsi que le contrôle des systèmes électro-énergétiques [14]. Le réglage par mode glissant trouve de nombreuses applications dans le domaine de l'aviation (hélicoptère, avion à décollage vertical,...) et dans des applications militaires comme pour les sous marins et le lancement de missiles [14]. Il est aussi appliqué de manière avantageuse dans la régulation hydraulique ou pneumatique, comme on peut le trouver souvent dans les machines de l'industrie lourde [15]. Le réglage par mode glissant est appliqué aussi dans les robots mobiles autonomes, et dans les robots de soudage [14].

Un des principaux avantages résidants dans l'utilisation des observateurs par mode glissant est sa robustesse, car le système sera contraint à chaque instant à respecter la condition de glissement et ne dépendrait donc pas des perturbations survenant dans le système. Par contre, théoriquement l'utilisation directe d'un tel observateur, impose la nécessité d'appliquer au système un commutateur logique à vitesse infinie, bien que dans la

pratique les actionneurs ne puissent pas produire la commutation à ces vitesses, celle-ci doit être suffisamment rapide, à moins que la commutation se fasse dans les calculateurs comme dans le cas de la commande par mode glissant d'ordre élevé [15].

Le mode glissant idéal nécessite pour exister, une fréquence de commutation infiniment grande. Cependant, tout système de commande comprend des imperfections telles que le retard, l'hystérésis, qui imposent une fréquence de commutation finie. La trajectoire d'état oscille alors dans le voisinage de la surface de glissement, comme il est montré dans la figure III-3, phénomène appelé broutement (chattering), ainsi que dans la commande, ou cette dernière bascule entre deux valeurs extrêmes ( $U_{\min}$ ,  $U_{\max}$ ) à une fréquence très élevée.



**Fig. (III.3) :** Phénomène de broutement (chattering)

Un autre inconvénient est que la synthèse de la surface de glissement n'est pas systématique [14]. Pour soulever le problème de chattering, on peut utiliser des fonctions adoucies.

### III.5- OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT DU FLUX ROTORIQUE

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. 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.

L'observateur du flux par mode glissant est basé sur le modèle de la machine en utilisant la mesure des courants et des tensions statoriques comme entrées. Il consiste à corriger l'estimation du flux rotorique avec un grand gain lorsque l'erreur est importante pour converger rapidement vers son annulation, puis à partir d'un certain seuil glisser jusqu'à une erreur nulle.

L'observateur de flux tiré à partir du modèle de la machine (I.30) dans le repère  $(\alpha, \beta)$  a pour structure :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} I & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} I - j \frac{\omega}{\sigma L_s} \\ \frac{M^2}{L_r T_r} I & -\frac{M}{L_r T_r} I + j \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} U_s + \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} : \text{Matrice d'identité d'ordre deux.}$$

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{Matrice antisymétrique d'ordre deux.}$$

$$K = \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} : \text{Matrice des gains de correction de l'observateur.}$$

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} : \text{Surface de glissement qui représente l'erreur entre les} \\ \text{grandeurs de courant mesurées et celles estimées.}$$

$$m = \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le coefficient  $\alpha$  est compris entre 0 et 1, c'est le degré de liberté supplémentaire **[13]**, utilisé pour régler le comportement dynamique de l'observateur.

L'observateur de flux rotorique est basé sur les différentes dynamiques présentes dans le modèle du moteur. Dans le cas des moteurs asynchrone de moyennes et de fortes puissances, cette différence est très prononcée (car le coefficient de dispersion est très inférieur à 1), alors on peut décomposer le modèle électromagnétique en deux sous systèmes à dynamiques très différentes. L'équation statorique régissant les courants statoriques est la partie rapide et l'équation rotorique régissant le flux rotorique forme la partie lente. Dans ces conditions le gain  $K_s$  assure l'annulation de la grandeur  $S$  (convergence exponentielle du

courant statorique estimé vers le courant statorique du moteur). Une fois l'annulation de  $S$  atteinte et en considérant :  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$ , on obtient un système réduit équivalent (on s'intéresse alors uniquement à l'équation rotorique). Ainsi, le gain  $K_r$  aura pour action de fixer la dynamique de convergence de l'erreur d'estimation du flux rotorique (système réduit équivalent) [12].

On considère alors, l'erreur d'estimation des variables d'états donnée par

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_{is} \\ \dot{\varepsilon}_{\phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} I - j \frac{\omega}{\sigma L_s} \\ 0 & -\frac{M}{L_r T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{is} \\ \varepsilon_{\phi_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} - \Delta A_{R_s} \begin{bmatrix} i_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} - \Delta A_{R_r} \begin{bmatrix} i_s \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Les termes  $\Delta R_s$  et  $\Delta R_r$  représentent les erreurs de la modélisation vis-à-vis des paramètres résistifs  $R_s$  et  $R_r$ , avec

$$\Delta A_{R_s} = \begin{bmatrix} \frac{R_s - \widehat{R}_s}{\sigma L_s} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$\Delta A_{R_r} = \begin{bmatrix} M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{\sigma L_s L_r^2} I & -M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{\sigma L_s L_r^2} I \\ -M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{L_r^2} I & M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{L_r^2} I \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

### III.5.1 Détermination des matrices gains

Dans un premier temps, On ne considère pas les erreurs de modélisation, c'est-à-dire  $\Delta R_s = 0$  et  $\Delta R_r = 0$ , Alors l'équation de l'erreur d'estimation des états se limite à :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_{is} \\ \dot{\varepsilon}_{\phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} I - j \frac{\omega}{\sigma L_s} \\ 0 & -\frac{M}{L_r T_r} I + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{is} \\ \varepsilon_{\phi_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

### III.5.1.1- Détermination de la matrice de gains de correction du stator $K_s$

Pour assurer la convergence asymptotique de  $S$  vers zéro, on cherche les conditions nécessaires de stabilité, liées aux valeurs du gain  $K_s$ . En choisissant la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^t S \quad (\text{III.18})$$

Afin d'assurer l'annulation de  $S$ , on doit vérifier que la dérivée de  $V$  est strictement négative, car  $V$  est une fonction positive.

$$\dot{V} = S^t \dot{S} < 0 \Rightarrow \dot{V} = S^t m \dot{\varepsilon}_s < 0 \quad (\text{III.19})$$

$$\dot{V} = [S_1 \quad S_2] \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r T_r} I - j\omega \right) \varepsilon_{\phi r} - K_s \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \right) < 0 \quad (\text{III.20})$$

Si on pose :

$$K_s = m^{-1} \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix}; \text{ et } \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \frac{M}{L_r T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{M}{L_r T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\phi r \alpha} \\ \varepsilon_{\phi r \beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov devient négative:

$$\dot{V} = S_1 (f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sgn}(S_1)) + S_2 (f_2 - G_2 \text{sgn}(S_2)) < 0 \quad (\text{III.22})$$

Pour assurer la convergence de  $S$  vers zéro on doit vérifier les conditions suivantes :

- 1) Si  $(S_1 > 0)$  alors  $G_1 > f_1 + \alpha f_2$  ; sinon si  $(S_1 < 0)$  alors  $-G_1 < f_1 + \alpha f_2$
- 2) Si  $(S_2 > 0)$  alors  $G_2 > f_2$  ; sinon si  $(S_2 < 0)$  alors  $-G_2 < f_2$

Donc  $G_1 > |f_1 + \alpha f_2|$ , et  $G_2 > |f_2|$ . Il ne reste qu'à choisir des valeurs de  $G_1$  et de  $G_2$  suffisamment grandes pour vérifier la convergence de  $S$  vers zéro, c'est-à-dire  $(\hat{i}_s \rightarrow i_s)$ .

### III.5.1.2- Détermination de la matrice de gains de correction du rotor $K_r$

Afin de calculer le gain de correction  $K_r$  du modèle réduit équivalent, on considère que l'on glisse sur la surface  $S \left( S = 0; \dot{S} = 0 \right)$ . Cette hypothèse se vérifie d'autant plus, lorsque la dynamique des courants statoriques est beaucoup plus rapide que celle du flux rotorique. En considérant que l'erreur des courants et sa dynamique est nulle ( $\varepsilon_{is} = 0; \dot{\varepsilon}_{is} = 0$ ).

On aura alors :

$$\dot{\varepsilon}_{is} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \frac{M}{L_r T_r} I - j\omega \right] \varepsilon_{\phi_r} - K_s \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{III.23})$$

Ce qui permet d'avoir une surface de glissement donnée par (III.24).

$$\begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} K_s^{-1} \left[ \frac{M}{L_r T_r} I - j\omega \right] \varepsilon_{\phi_r} \quad (\text{III.24})$$

Avec cette dernière expression, on peut exprimer l'équation de l'erreur du flux rotorique par:

$$\dot{\varepsilon}_{\phi_r} = \left( -\frac{M}{L_r T_r} I + j\omega - K_r K_s^{-1} \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \frac{M}{L_r T_r} I - j\omega \right] \right) \varepsilon_{\phi_r} \quad (\text{III.25})$$

On calcule les gains de correction  $K_r$  par identification à un système équivalent avec une dynamique qui assure le comportement désiré :

$$\dot{\varepsilon}_{\phi_r} = -Q \varepsilon_{\phi_r} \quad (\text{III.26})$$

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Ou  $Q$  : Matrice gain définie positive. On peut retrouver l'expression de  $K_r$  par :

$$K_r = \frac{\sigma L_s}{\beta} \begin{bmatrix} G_1 \left( \frac{M}{L_r T_r} q_1 - \beta \right) & -G_2 \left( q_1 \omega + \alpha \left( \frac{M}{L_r T_r} q_1 - \beta \right) \right) \\ G_1 \omega q_2 & G_2 \left( \frac{M}{L_r T_r} q_2 - \beta - \alpha \omega q_2 \right) \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

Avec :  $\beta = \left( \frac{M}{L_r T_r} \right)^2 + \omega^2$

### III.5.2 Schéma bloc de la commande vectorielle avec un observateur de flux

Après avoir trouver les équations caractérisant l’observateur par mode glissant du flux rotorique, nous traduisant ces équations sous la forme d’un schéma bloc. La figure (III-4) montre le schéma bloc complet de la commande vectorielle de la MI avec un observateur de flux rotorique, ou on a injecté les grandeurs estimés dans cette commande afin d’éliminer le capteur de flux.

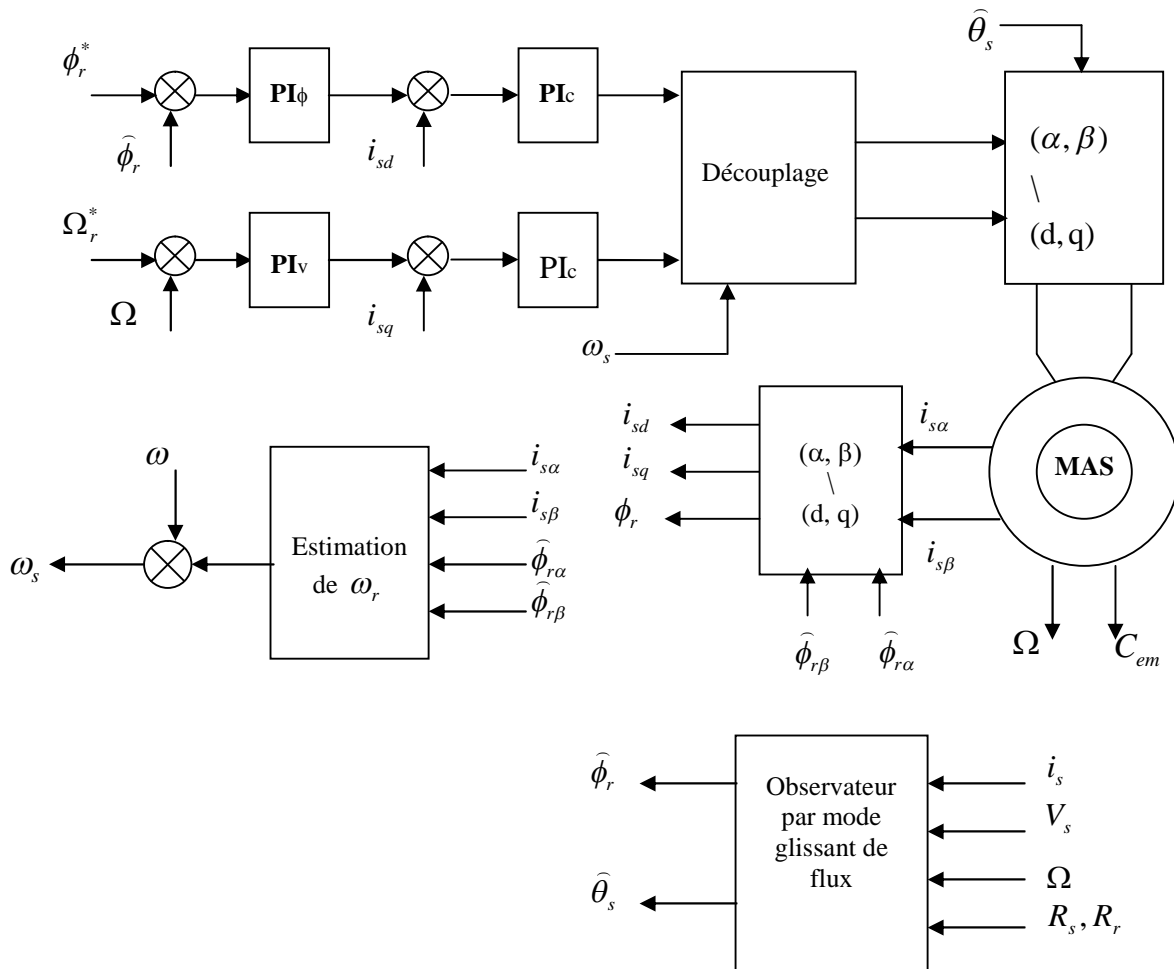


Figure (III-4) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec observateur de flux.

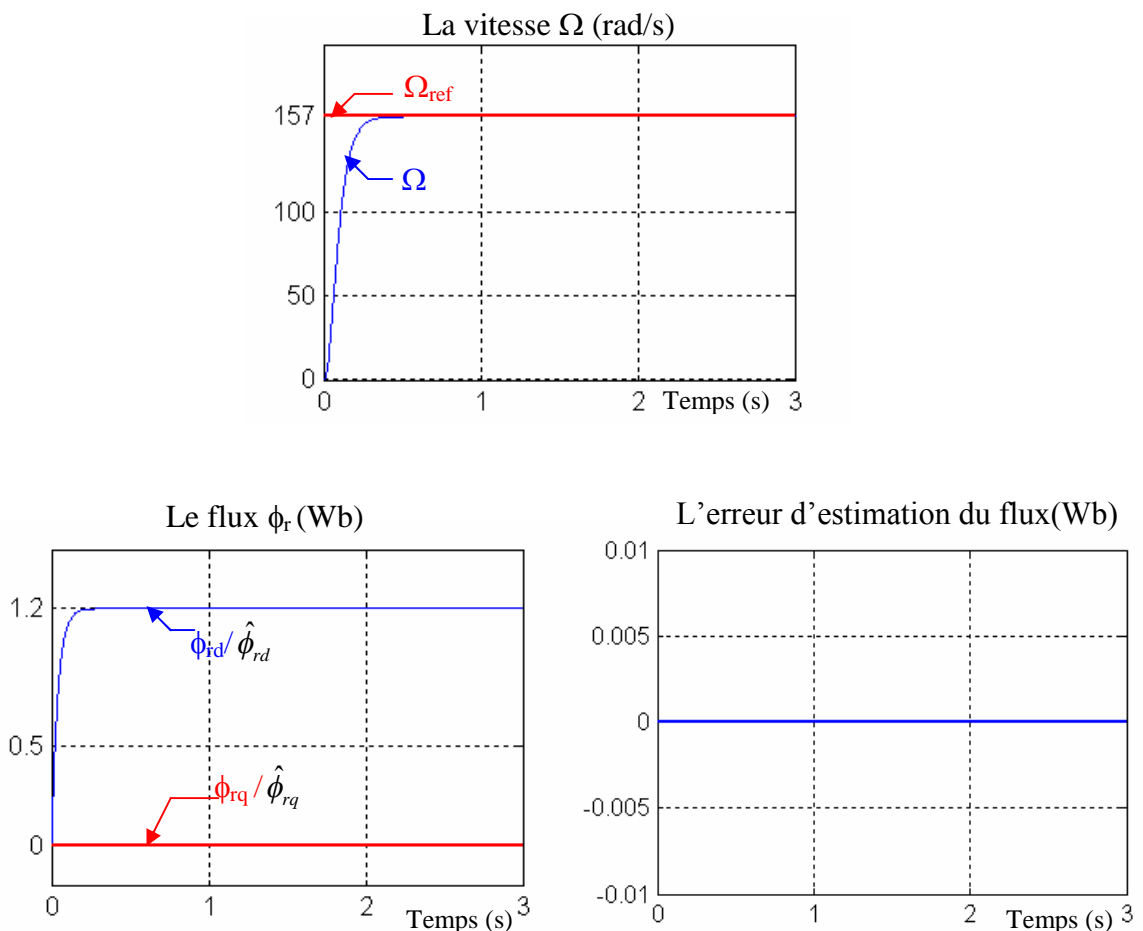
### III.6- RESULTATS DE SIMULATION

On a développé un observateur de flux rotorique par Mode glissant, afin d'étudier ses propriétés, on réalisera différentes simulations. La première étude consiste à vérifier que le comportement de l'erreur d'estimation du flux rotorique est bien conforme au système équivalent  $\dot{\varepsilon}_{\phi_r} = -Q\varepsilon_{\phi_r}$ . Les gains d'observation sont:  $G_1=5$  ;  $G_2=2$  ;  $\alpha= 0.01$  ;  $q_1=100$  ;  $q_2=100$ .

#### III.6.1- Fonctionnement nominal de la machine à induction

La figure (III-15) 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.
- L'observation du flux estimé donne les mêmes résultats de la commande vectorielle, donc la reconstitution du module et de la phase du flux rotorique a un grand degré de précision.



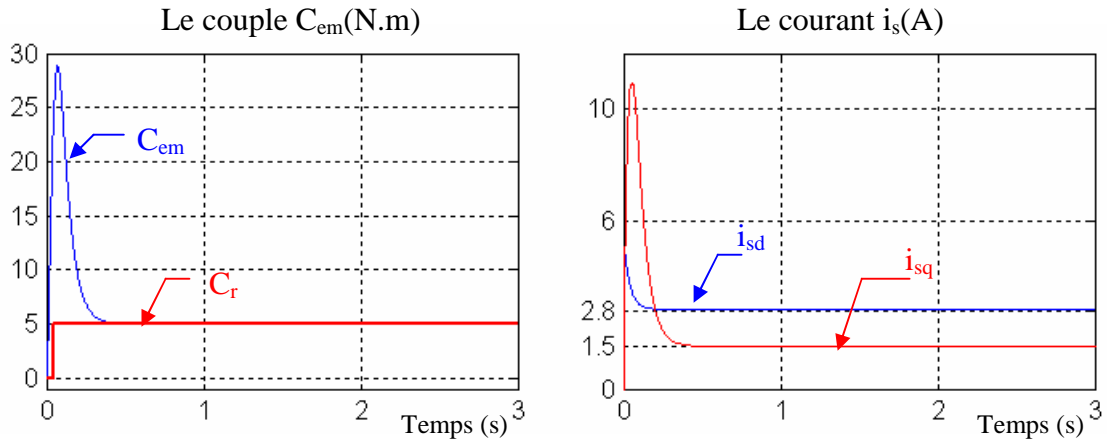
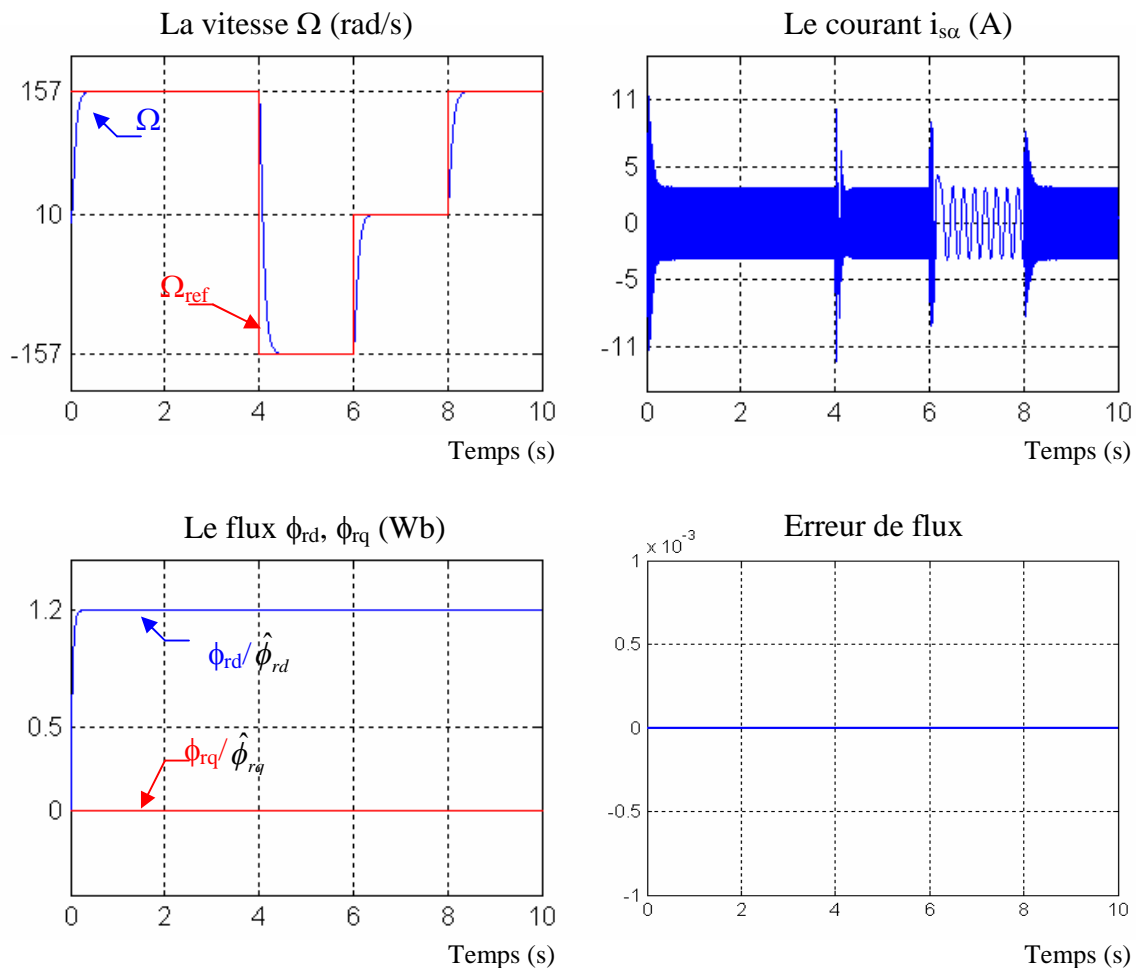
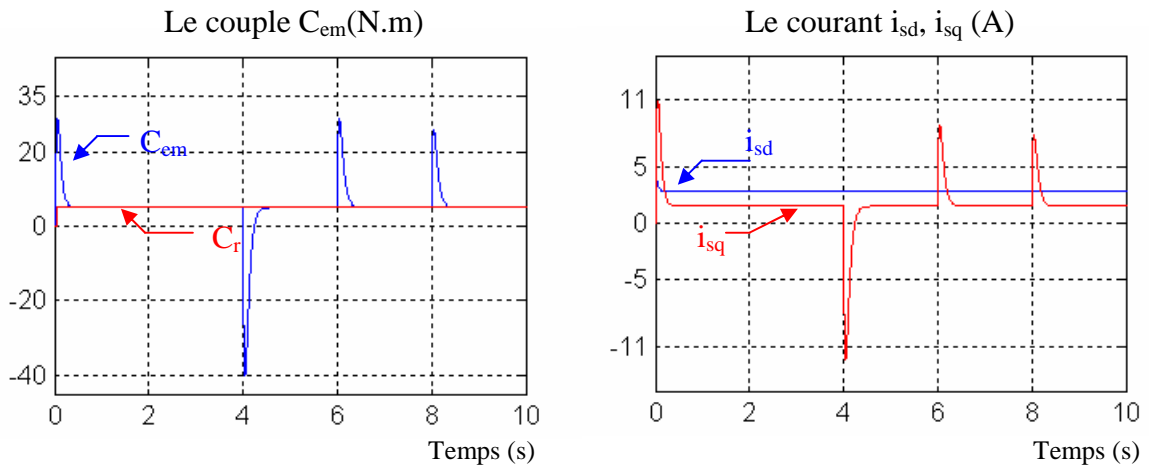


Figure (III-5) : Résultats d'estimation de flux rotorique dans les conditions nominales

### III.6.2- Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Dans ce test, la machine fonctionne avec une vitesse nominale, et à l'instant  $t = 4s$ , on inverse de rotation de la machine jusqu'à  $-157$  (rad/s). A l'instant  $t = 6s$ , on fait tourner la machine à une faible vitesse de  $10$  (rad/s), enfin à l'instant  $t = 8s$ , la machine reprend sa vitesse nominale. Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure (IV-2)





**Figure (IV-6) :** Test de l'observateur pour une suite de variation de vitesse.

Il est remarquable que :

- le flux converge vers la valeur désirée (1.2 Wb pour  $\phi_{rd}$  et zéro pour  $\phi_{rq}$ ), et il ne possède aucun changement vis-à-vis des changements de la vitesse.
- Le couple et le courant  $i_{sd}$  subit des pics lors du passage d'un régime d'entraînement à un autre, comme il est le cas de la commande vectorielle directe.

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

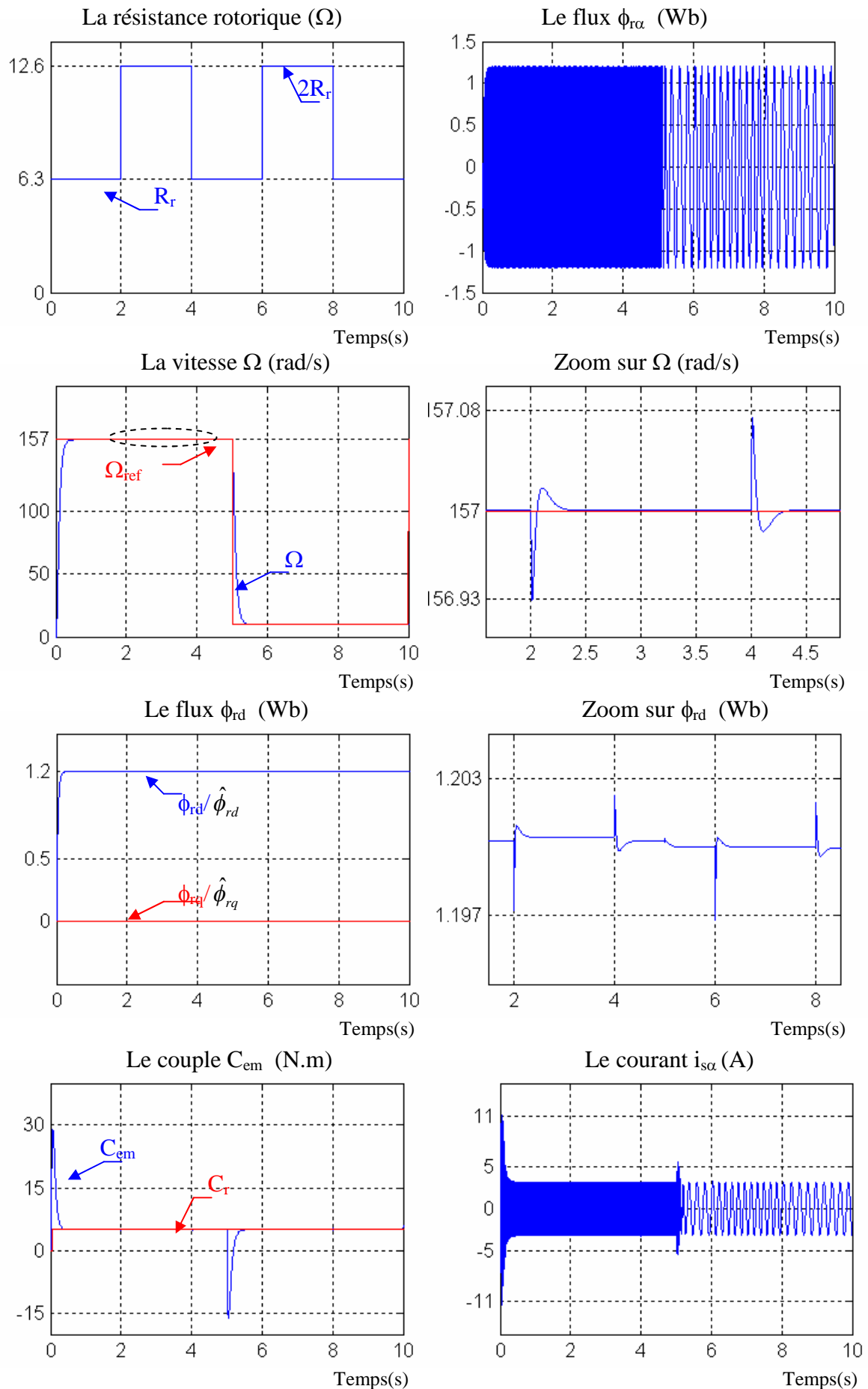
Cette fois on applique une variation de la résistance rotorique de +100% de sa valeur nominale entre les instants  $t = 2s$  et  $t = 4s$  pour une vitesse nominale, et entre les instants  $t = 6s$  et  $t = 8s$  pour une faible vitesse de 10 (rad/s). La figure (III-7) présente les résultats obtenus.

On peut citer les changements suivants :

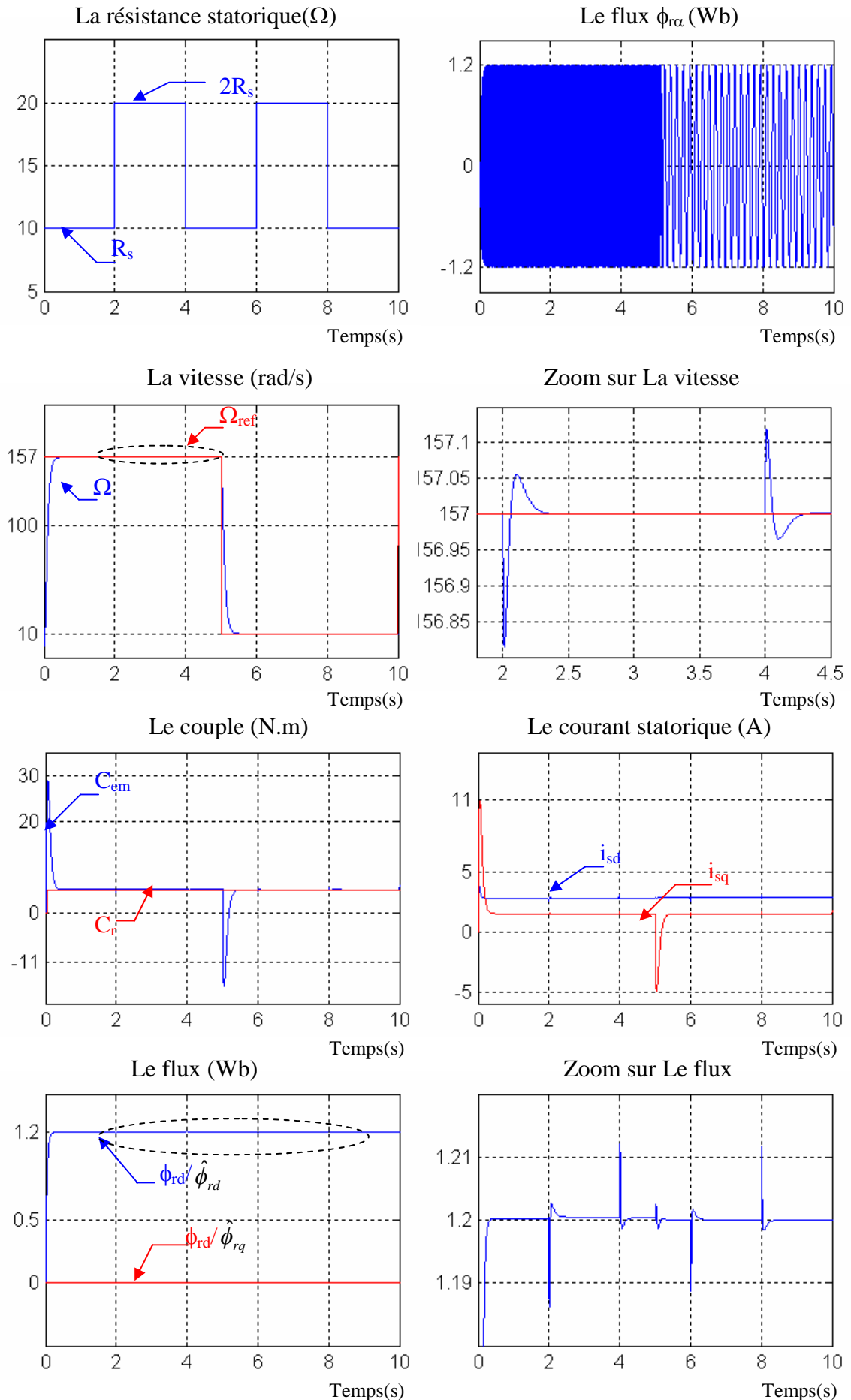
- A basse vitesse, la fréquence du flux rotorique selon  $(\alpha, \beta)$  diminue.
- Le comportement du flux selon  $(d, q)$  avec le changement de résistance ne dépend pas de la vitesse (nominale ou basse vitesse).
- L'effet de variation de résistance rotorique sur la vitesse est négligeable.

### III.6.4- Test de robustesse pour une variation de la résistance statorique

Le même test présenté précédemment pour la variation de la résistance rotorique sera appliqué pour la résistance statorique. La figure (III.8) présente les résultats obtenus par simulation.



**Figure (III-7) :** Test pour une variation de résistance rotorique à vitesse nominale et à faible vitesse

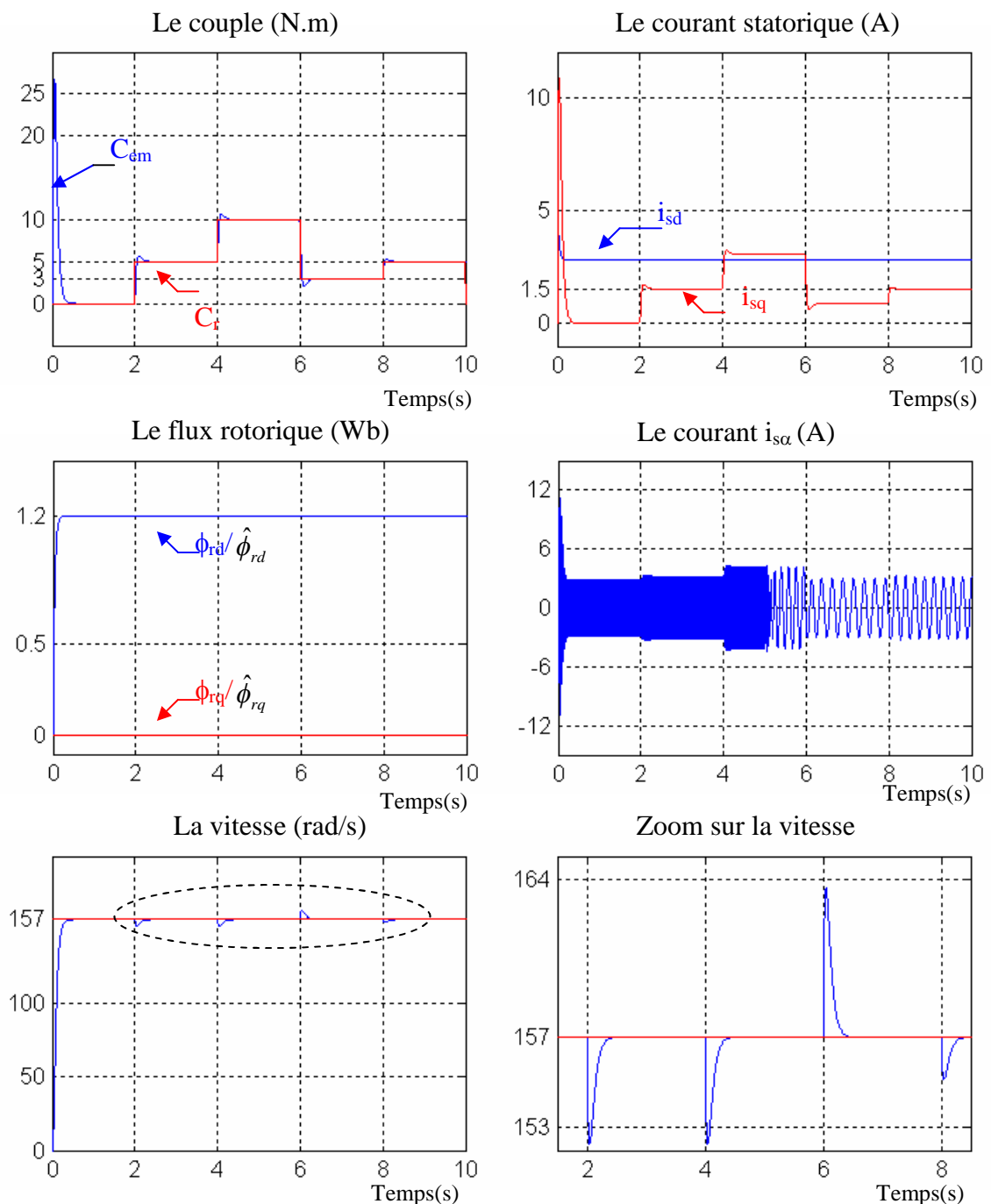


**Figure (III-8) :** Test pour une variation de résistance statorique à vitesse nominale et à faible vitesse

Les résultats de la figure (III-8) présentent que quelques transitions dans les courbes au moment de la variation des paramètres résistifs. Donc on peut conclure que les résultats obtenus par l'observateur de flux sont robustes.

### III.6.5- Fonctionnement de la machine pour la variation de la charge

Dans ce test, la machine démarre à vide, puis à l'instant  $t = 2s$ , la charge sera nominale pendant 2s, et à  $t = 4s$  elle augmente de +100% de sa valeur nominale. A  $t = 6s$  le couple résistant est réduit à la valeur 3N.m, et après  $t = 8s$ , le système reprend le fonctionnement nominal.



**Figure (IV-4) :** Test pour une variation de la charge à vitesse nominale et résistances nominales.

D'après ces résultats, on peut remarquer clairement que la variation de la charge n'influe pas sur l'observation de flux rotorique, et que le comportement des autres grandeurs est similaire à celui obtenu dans la commande vectorielle directe.

### **III.7- CONCLUSION**

Parmi les différents types d'observateurs, on a choisi d'appliquer un observateur par mode glissant pour ces avantages et la structure variable qu'il présente.

Dans ce chapitre, on a fait la conception d'un observateur de flux rotorique avec une bonne précision, ce qui est traduit avec les résultats de simulation obtenus dans le cas du fonctionnement nominal, et pour les différents tests de robustesse effectués. Ces derniers nous encouragent à dire que l'observateur est parfaitement robuste.

Mais nous savons bien que la commande vectorielle de la machine dépend des paramètres résistifs qui varie en fonction de la température, et la vitesse de rotation qu'elle est sous l'influence du capteur mécanique avec ses inconvénients.

Alors on essaiera dans le chapitre prochain de donner une solution aux problèmes d'échauffement et du capteur mécanique de vitesse.

# CHAPITRE 4

## COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE AVEC ADAPTATION DES PARAMETRES RESISTIFS

### IV.1- INTRODUCTION

Après la construction d'un observateur de flux rotorique, on va traiter le problème d'échauffement des dispositifs résistifs de la machine ou on a besoin comme solution de développer une adaptation des résistances (rotorique et statorique) en temps réel. En plus, l'utilisation d'un capteur mécanique pose plusieurs inconvénients (maintenance, l'emplacement dans le rotor .....), alors la construction d'un observateur de vitesse vient de régler ce problème.

Dans ce chapitre, on présentera trois cas différents. Le premier expose un observateur par mode glissant du flux rotorique avec adaptation des résistances statorique et rotorique. Le second, utilise le même observateur de flux avec estimation de la vitesse. Et en dernier, on regroupe tous les cas pour avoir une commande vectorielle sans capteur de vitesse avec observation du flux rotorique et une adaptation des paramètres résistifs. Finalement les résultats de chaque cas seront présentés et commentés.

## IV.2- OBSERVATEUR DES RESISTANCES

### IV.2.1- Echauffement de la machine

Les phénomènes thermiques représentent un problème très important pour assurer le bon fonctionnement du variateur électrique. Il s'agit des échauffements des différentes parties de la machine. Ces échauffements doivent être contrôlés afin de garantir un fonctionnement fiable du variateur. D'un autre côté la variation de la température modifie d'une manière importante les résistances statoriques  $R_s$  et rotoriques  $R_r$ . Ceci remet en cause la validité du modèle d'action, défini en principe pour la température stationnaire [11]. En outre, les méthodes d'identification doivent être robustes par rapport aux variations du régime d'excitation nécessitant la définition de domaines de validité au sein desquels les résultats seront considérés comme suffisamment précis.

### IV.2.2- Calcul des paramètres d'observation

En se basant sur le même modèle de l'observateur du flux par Mode glissant présenté dans le chapitre trois, on peut exprimer l'erreur d'estimation en tenant compte des erreurs de modélisation causées par la méconnaissance des résistances en considérant ( $\Delta R_s \neq 0$  et  $\Delta R_r \neq 0$ ). Alors, la dérivée de la fonction V choisie préalablement devient :

$$\dot{V} = S^t m \left( \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{M}{L_r T_r} I - j\omega \right) \varepsilon_{\phi_r} - K_s \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} \right) - S^t m \frac{R_s - \widehat{R}_s}{\sigma L_s} I i_s - S^t m M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{\sigma L_s L_r^2} I \left( i_s - \frac{\widehat{\phi}_r}{M} \right) \quad (\text{IV.1})$$

La dérivé de la fonction de Lyapunov V sera strictement négative à condition d'annuler les deux termes perturbateurs suivants (car on ne connaît pas leur signe et ils peuvent devenir dominants):

$$S^t m \frac{R_s - \widehat{R}_s}{\sigma L_s} i_s; \text{ et, } S^t m M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{\sigma L_s L_r^2} \left( i_s - \frac{\widehat{\phi}_r}{M} \right) \quad (\text{IV.2})$$

Afin de compenser des termes on pose une autre fonction :

$$V_1 = \frac{1}{2} S^t S + \frac{(R_s - \widehat{R}_s)^2}{2\lambda_1} + \frac{(R_r - \widehat{R}_r)^2}{2\lambda_2} \quad (\text{IV.3})$$

La dynamique de la fonction de Lypunov est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \operatorname{sgn}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \operatorname{sgn}(S_2)) - S^t m \frac{R_s - \widehat{R}_s}{\sigma L_s} i_s \\ & - S^t m M^2 \frac{R_r - \widehat{R}_r}{\sigma L_s L_r^2} I \left( i_s - \frac{\widehat{\phi}_r}{M} \right) - \frac{R_s - \widehat{R}_s}{\lambda_1} - \frac{R_r - \widehat{R}_r}{\lambda_2} \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

Alors, pour compenser les termes perturbateurs il suffit de poser :

$$\widehat{R}_s = -\lambda_1 S^t \frac{M}{\sigma L_s} i_s \quad (\text{IV.5})$$

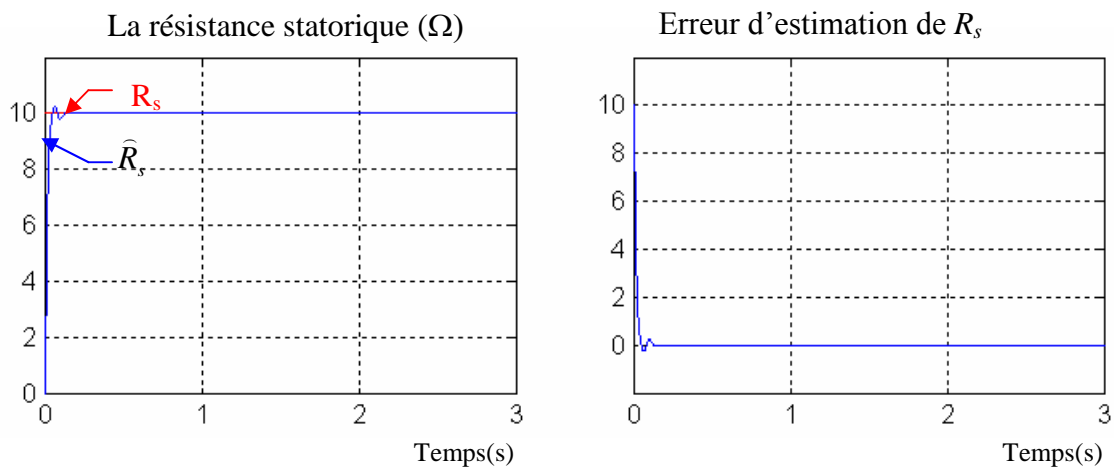
$$\widehat{R}_r = -\lambda_2 S^t \frac{M}{\sigma L_s} \left( i_s - \frac{\widehat{\phi}_r}{M} \right) \quad (\text{IV.6})$$

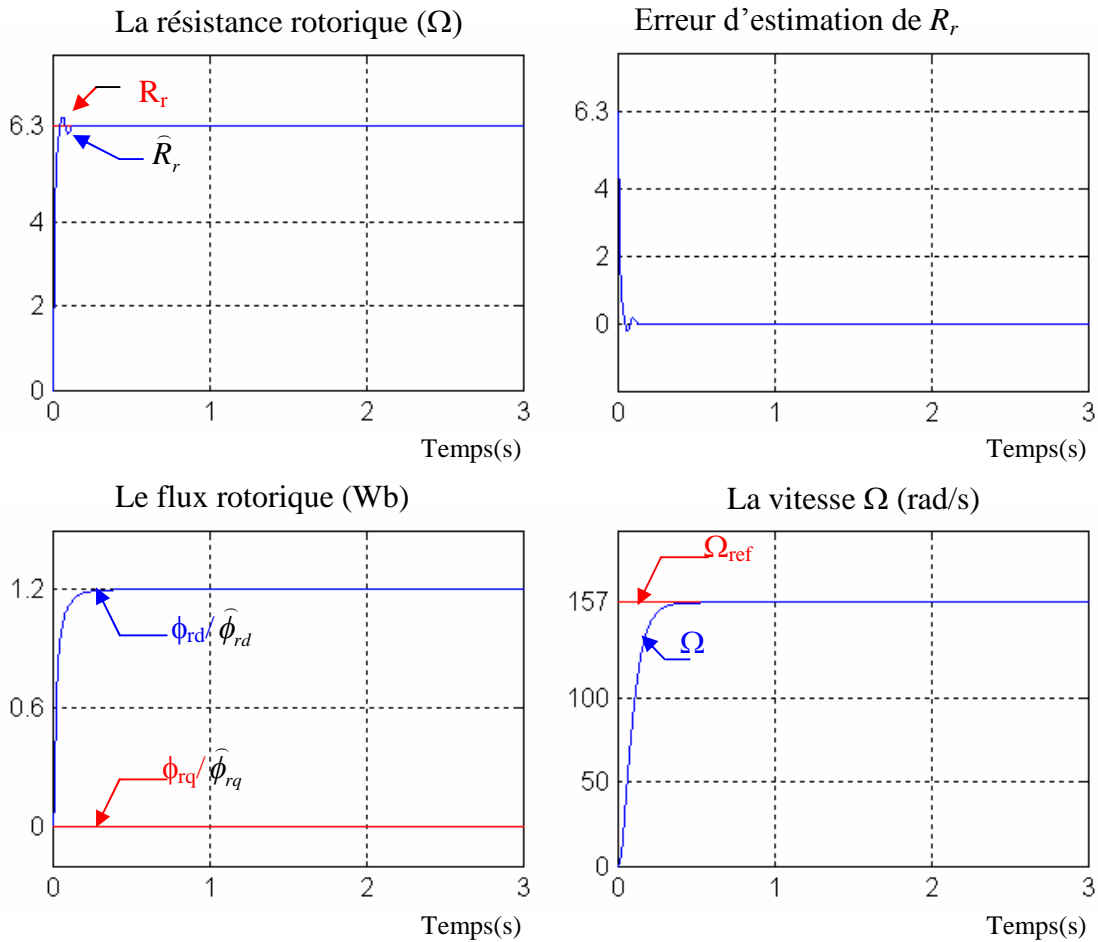
### IV.2.3- Résultats de Simulation

Dans le but d'étudier la sensibilité de l'observateur par mode glissant, on va montrer que les mécanismes d'observation des résistances fonctionnent correctement lorsque l'observateur est réglé pour les valeurs des paramètres d'observation:  $G_1=5$  ;  $G_2=2$  ;  $\alpha=0.01$  ;  $q_1=100$  ;  $q_2=100$  ;  $\lambda_1=1.047$  ;  $\lambda_2=0.912$ .

#### IV.2.3.1- Fonctionnement nominal de la machine à induction

Lors d'un fonctionnement nominal de la machine, les résultats obtenus sont représentés dans la figure (IV-1).





**Figure (IV-1) :** Estimation des résistances rotoriques et statoriques dans les conditions nominales.

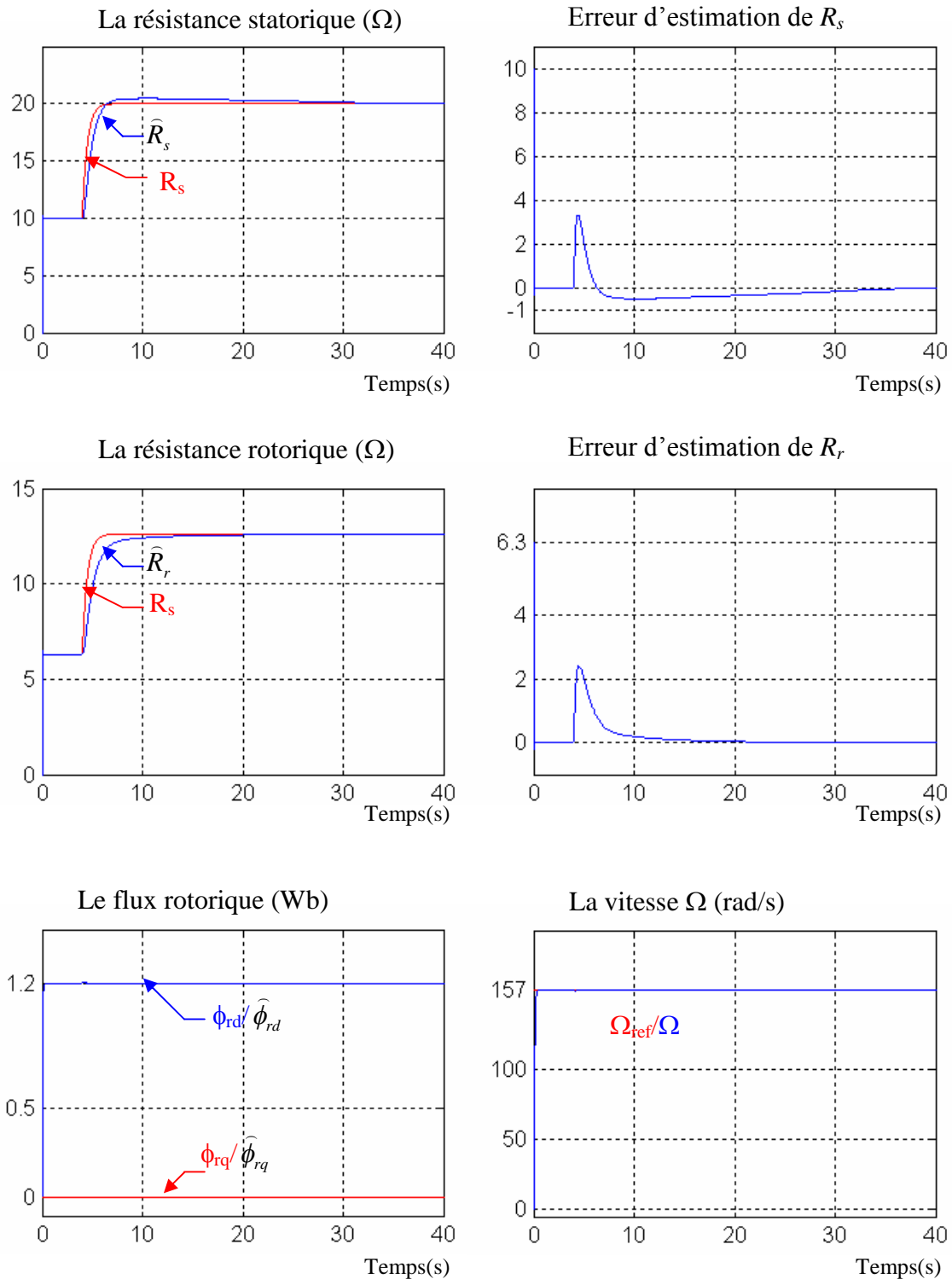
Il est apparaît clairement que:

- Les résistances estimées convergent vers les résistances nominales rapidement et avec une grande précision, ou l'erreur d'estimation est parfaitement nulle après un régime transitoire très court.
- L'injection de ces valeurs dans l'observateur de flux garde les performances de l'observateur de flux et de la commande vectorielle, en effet toutes les grandeurs de base de la machine (vitesse, flux rotorique, courants statoriques, et le couple) convergent vers leurs valeurs nominales.

Donc on peut dire que tous les paramètres sont identiques (résistances du moteur et de l'observateur).

### IV.2.3.2- Fonctionnement du moteur lors de la variation des résistances

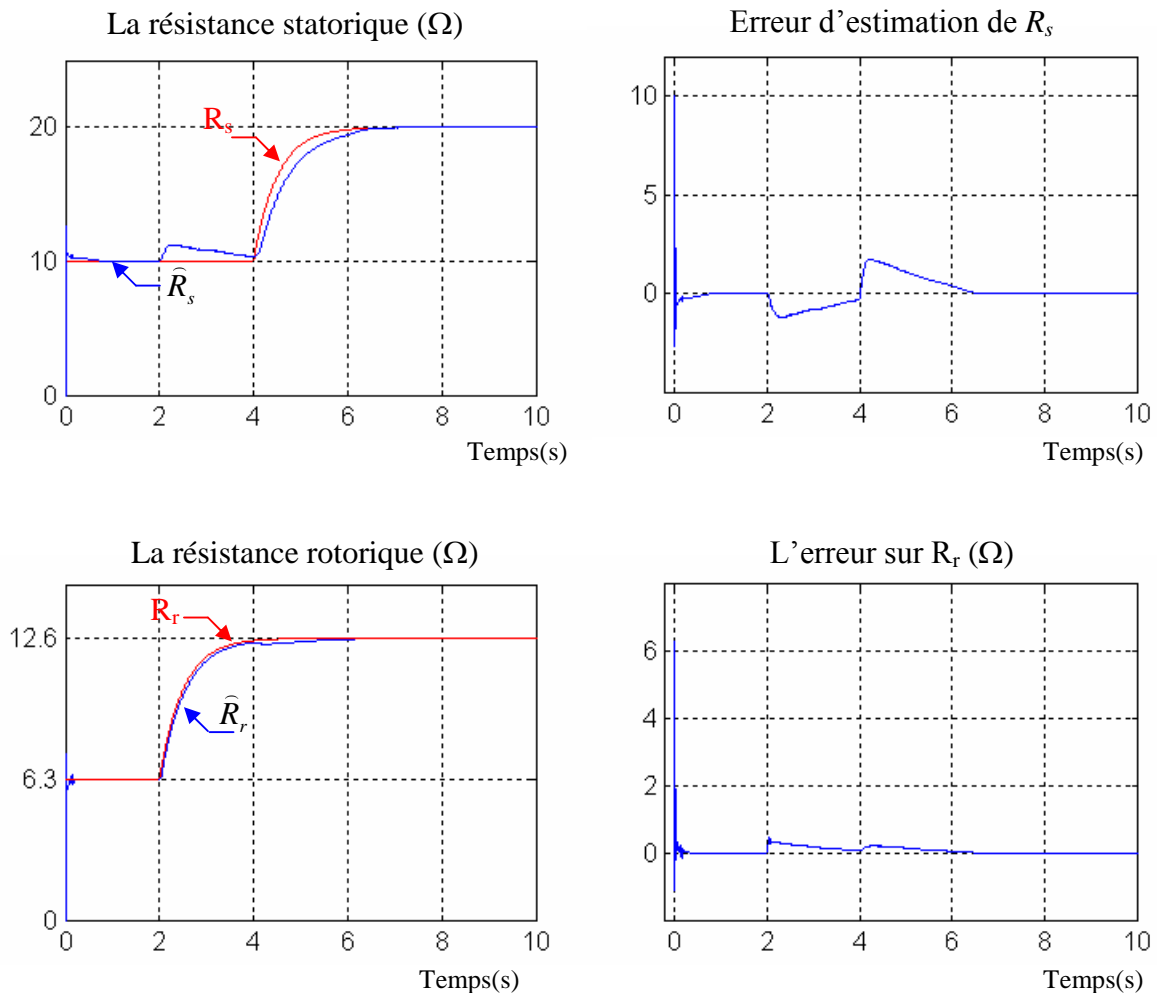
Afin de tester la convergence des dispositifs d'adaptation résistifs, les résistances statorique et rotorique ont subi à l'instant  $t = 5s$  une augmentation de +100% de leurs valeurs nominales. Les résultats de ce test sont regroupés dans la figure (IV-2)

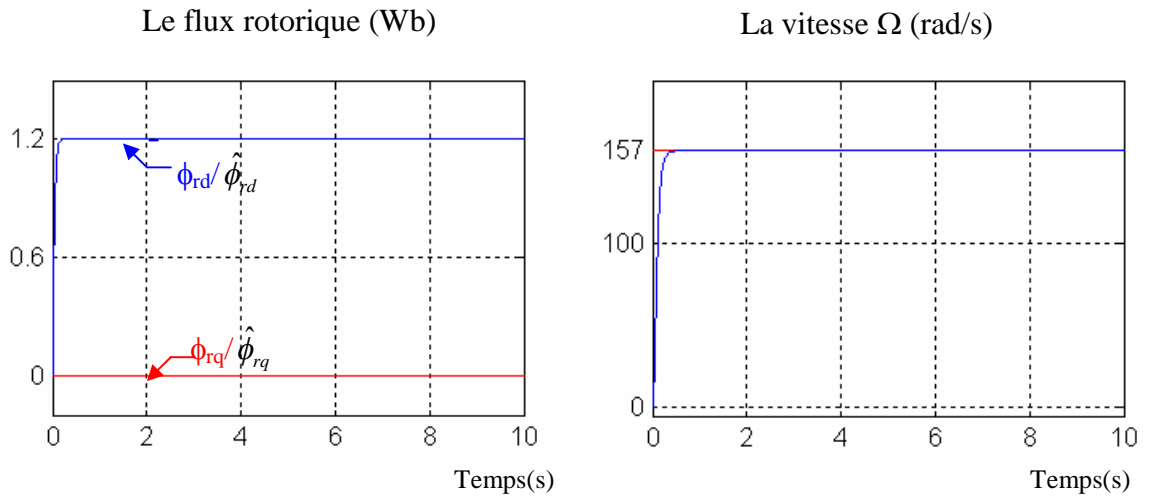


**Figure (IV-2) :** Test d'observation pour une augmentation de +100% de  $R_r$  et  $R_s$

Les résistances estimées convergent toujours vers leurs références, mais avec un temps de réponse un peu long, il peut aller jusqu'à 15s dans le cas de la résistance statorique, et 10s dans celui de la résistance rotorique. Les courbes de la vitesse et du flux rotorique présente une robustesse envers cette variation.

Pour régler ce problème, on prend en considération que la résistance rotorique s'échauffe de façon plus rapide que celle du stator à cause de la rotation d'inducteur de la machine. Pour cela on applique la variation de la résistance rotorique à l'instant  $t = 2s$ , et la variation de la résistance statorique à l'instant  $t = 4s$ . Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure (IV-3), ou on peut remarquer la diminution du temps de réponse. Ce qui implique l'efficacité d'introduire des paramètres de type adaptatif dans cette observation.

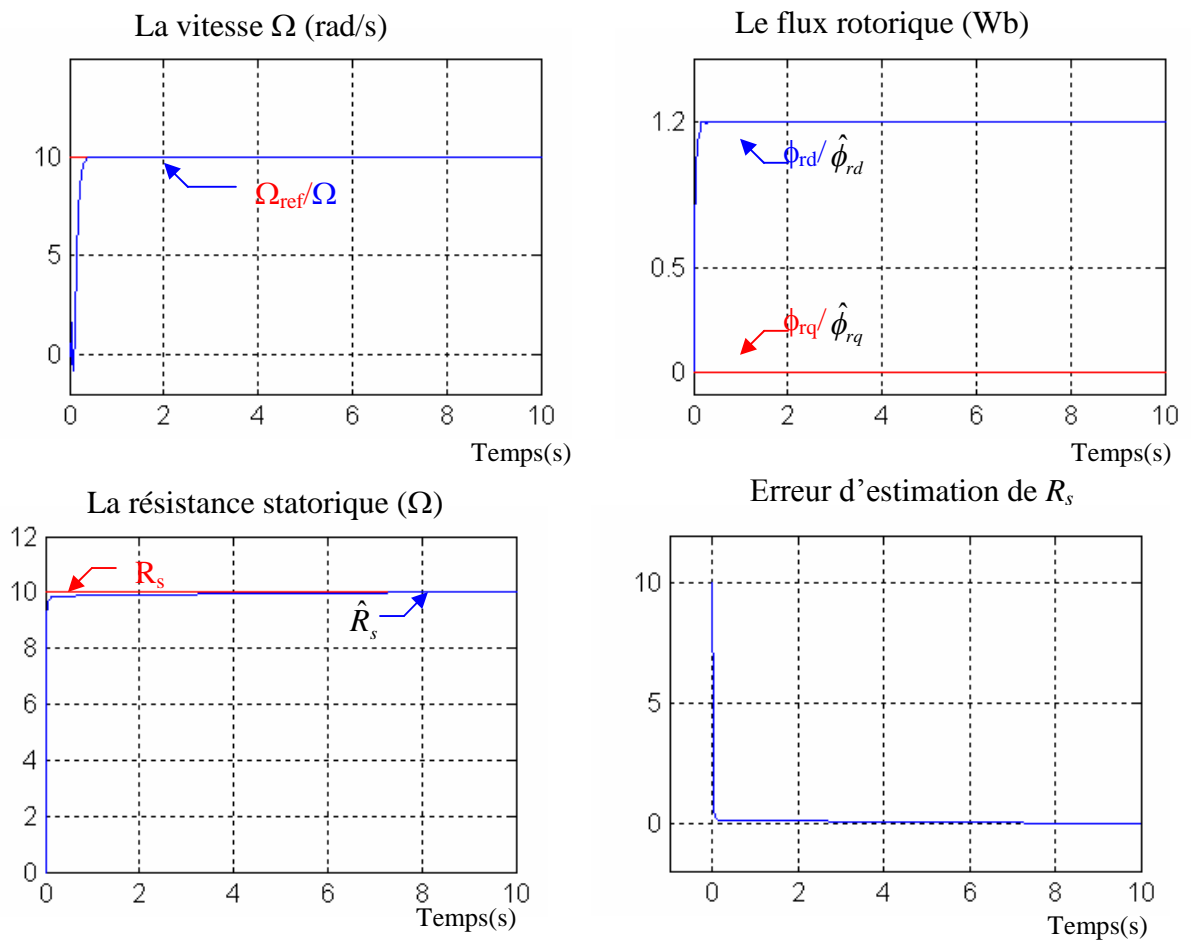


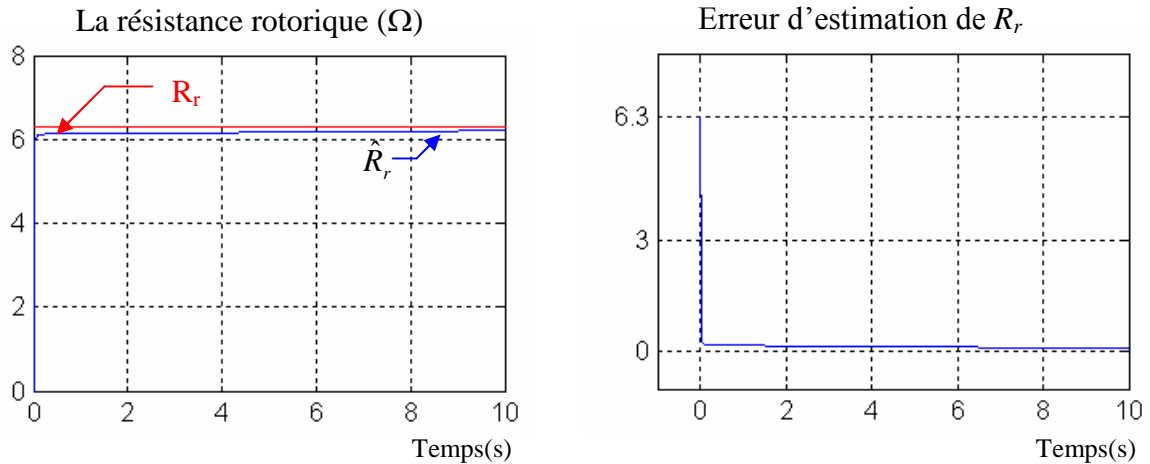


**Figure (IV-3) :** Test d'observation pour une augmentation de +100% de  $R_r$  et  $R_s$

### IV.3.3.3- Fonctionnement du moteur lors de la variation de la vitesse

Dan cette partie, on essayera de tester l'estimation des résistances statorique et rotorique lors du fonctionnement de la machine à faible vitesse ( $\Omega = 10$  rad/s). Les résultats correspondants sont regroupés dans la figure (IV.4).





**Figure (IV-4) :** Test d'observation pour les faibles vitesses

On remarque que la convergence des paramètres résistifs est toujours assurée, malgré que le temps de réponse augmente un peu (7.5 s pour la résistance statorique et 8.5s pour la résistance rotorique). Donc on peut conclure que cet observateur peut fonctionner d'une façon satisfaisante dans les différentes conditions, soit qu'il s'agit de l'échauffement des résistances ou de l'entraînement à basse vitesse.

### IV.3- OBSERVATEUR DE VITESSE

La volonté de s'affranchir de la présence d'un capteur mécanique, correspond à de multiples motivations pour un industriel. L'adjonction d'un capteur sans balais (codeur optique) sur l'arbre de la machine affecte sa robustesse naturelle (environnement poussiéreux, corrosif...) de même qu'il augmente de manière sensible le coût de production et de l'entretien du système motivateur. L'éloignement trop important de la machine par rapport à son électronique (problème de transmission des signaux) représente un point faible pour les systèmes équipés d'un retour de vitesse ou position [16]. Afin d'éliminer le capteur mécanique et d'estimer la vitesse de rotation en utilisant l'observateur à structure variable développé préalablement, on va créer un dispositif d'adaptation pour la vitesse. Ce dispositif d'adaptation de la vitesse sera obtenu en considérant les modes mécaniques très lents par rapport aux modes électromagnétiques. C'est-à-dire que l'on va négliger la dérivée de la vitesse de rotation.

Si l'on considère le modèle fidèle du moteur (les résistances et les inductances sont supposées parfaitement connues) et la vitesse de rotation comme un paramètre autour duquel il existe une incertitude.

$$\widehat{\omega} = \omega + \Delta\omega \quad (\text{IV.7})$$

L'erreur d'estimation est alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_{is} \\ \dot{\varepsilon}_{\phi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \left( \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \right) I - j\omega \\ 0 & -\left( \frac{M}{L_r T_r} \right) I + j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{is} \\ \varepsilon_{\phi_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_s \\ K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_1) \\ \text{sgn}(S_2) \end{bmatrix} - \Delta A_\omega^t \begin{bmatrix} i_s \\ \widehat{\phi}_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Avec :

$$\Delta A_\omega^t = (\omega - \widehat{\omega}) \begin{bmatrix} 0 & -J \\ 0 & \sigma L_s \\ 0 & J \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

Dans ces conditions, la dérivée de la fonction V devient :

$$\dot{V} = S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sgn}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \text{sgn}(S_2)) - S^t m(\omega - \widehat{\omega}) \frac{J}{\sigma L_s} \widehat{\phi}_r \quad (\text{IV.10})$$

Afin de compenser le terme  $S^t m(\omega - \widehat{\omega}) \frac{J}{\sigma L_s} \widehat{\phi}_r$  (car on ne connaît pas son signe), on définit

une nouvelle fonction de Lyapunov par :

$$V_2 = V + \frac{(\omega - \widehat{\omega})^2}{2\lambda_3} \quad (\text{IV.11})$$

Avec  $\lambda_3 > 0$

La dérivée de  $V_2$  est :

$$\dot{V}_2 = S_1(f_1 + \alpha f_2 - G_1 \text{sgn}(S_1)) + S_2(f_2 - G_2 \text{sgn}(S_2)) - S^t m(\omega - \widehat{\omega}) \frac{J}{\sigma L_s} \widehat{\phi}_r - \frac{\omega - \widehat{\omega}}{\lambda_3} \widehat{\omega} \quad (\text{IV.12})$$

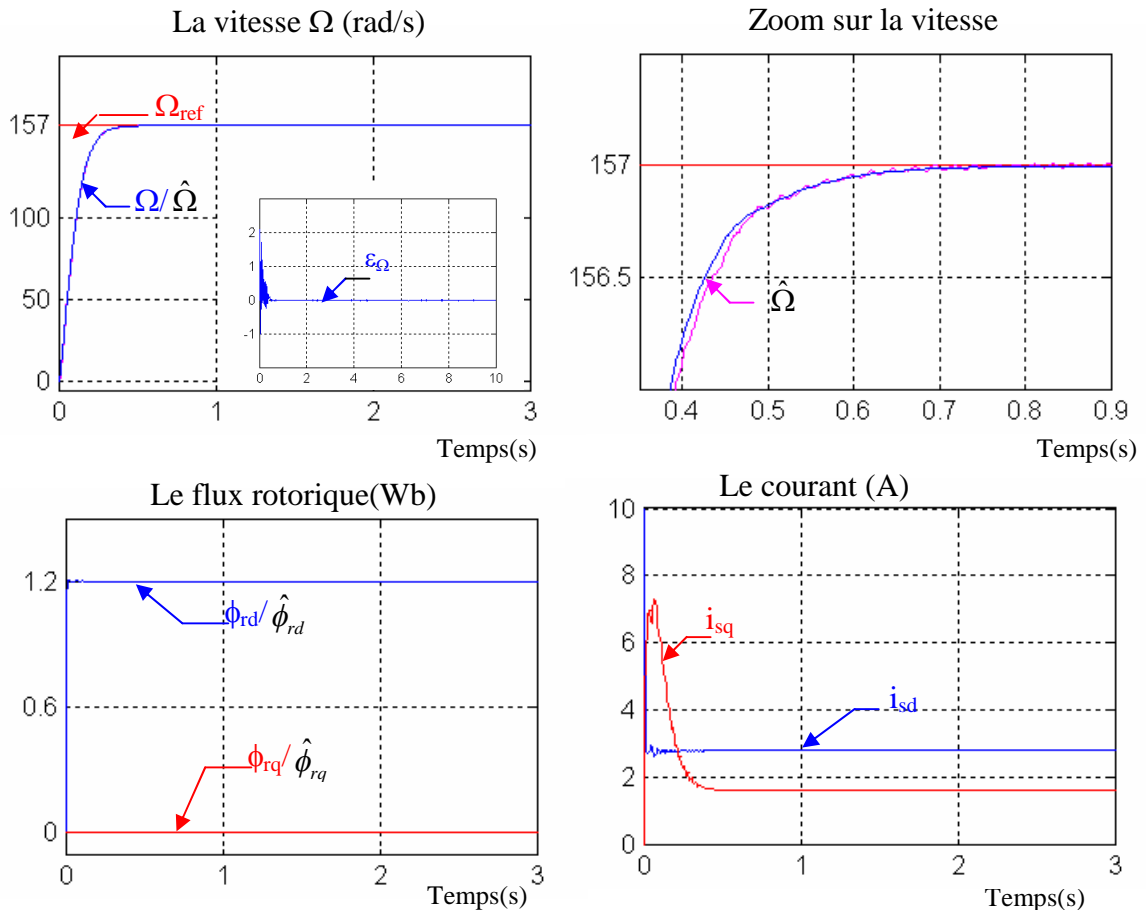
Afin d'assurer  $\dot{V}_2 < 0$  et déduire une loi d'adaptation de la vitesse, il suffit de poser :

$$\dot{\widehat{\omega}} = -\lambda_3 \frac{S^t m J \widehat{\phi}_r}{\sigma L_s} \quad (\text{IV.13})$$

### IV.3.1- Résultats de Simulation

#### IV.3.1.1- Fonctionnement nominal de la machine à induction

La figure (IV-5) montre les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse lors du fonctionnement nominal de la machine à induction.

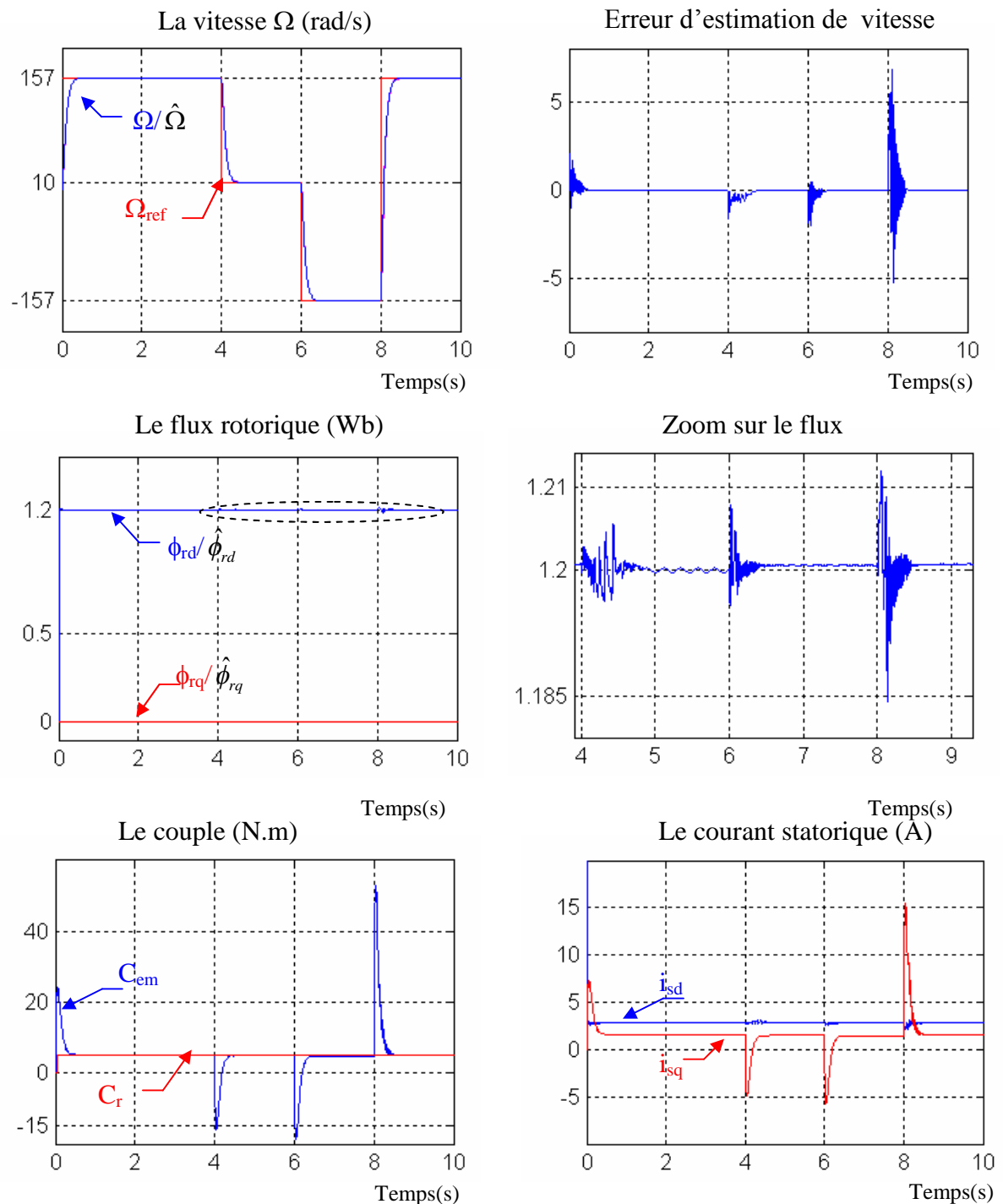


**Figure (IV-5) :** Résultats d'estimation de vitesse dans les conditions nominales

La vitesse estimée converge vers la vitesse réelle avec un grand degré de précision, ou l'erreur est de l'ordre de  $10^{-2}$ . Un zoom sur la vitesse montre l'existence du phénomène de chattering, qui représente l'inconvénient majeur des modes glissants. Le découplage entre le flux rotorique et le couple est toujours maintenu, ce qui implique que l'observateur donne une bonne estimation de la vitesse.

#### IV.3.1.2- Fonctionnement de la machine lors d'une variation de la vitesse

Dans ce test, la vitesse de démarrage est la vitesse nominale, puis à l'instant  $t = 4s$ , on applique une faible vitesse (10 rad/s) durant 2s, puis on inverse le sens de rotation de la machine jusqu'à  $t = 8s$ .

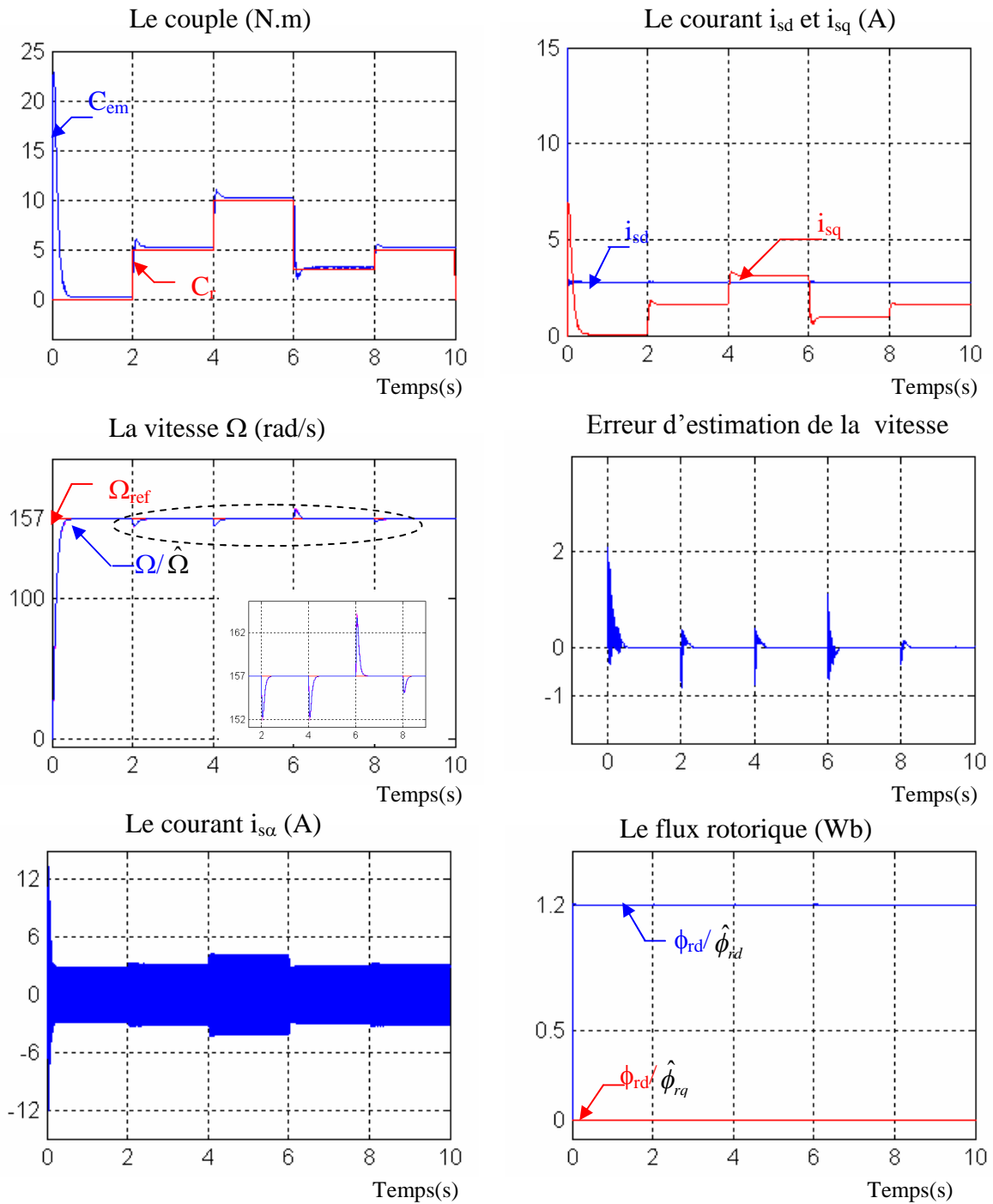


**Figure (IV-6) :** Résultats d'estimation de vitesse avec variation de la vitesse

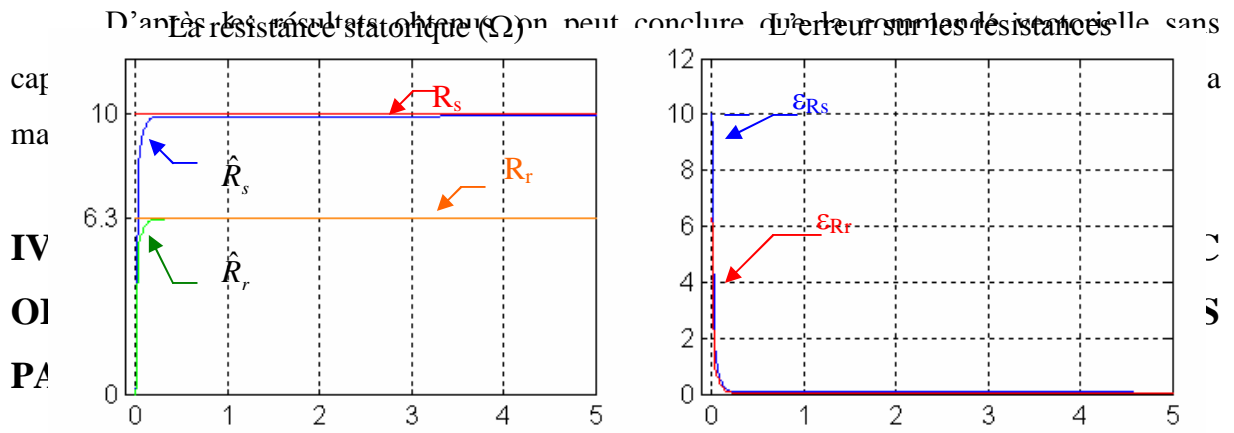
Les résultats obtenus montrent que la vitesse estimée suit parfaitement celle de référence pour tous changements. En comparant ces résultats avec le test de robustesse vis-à-vis la variation de vitesse effectué dans le cas de la commande vectorielle avec capteur, on peut dire que toutes les grandeurs de la machine comportent de la même façon.

### IV.3.1.3- Fonctionnement de la machine lors d'une variation de la charge

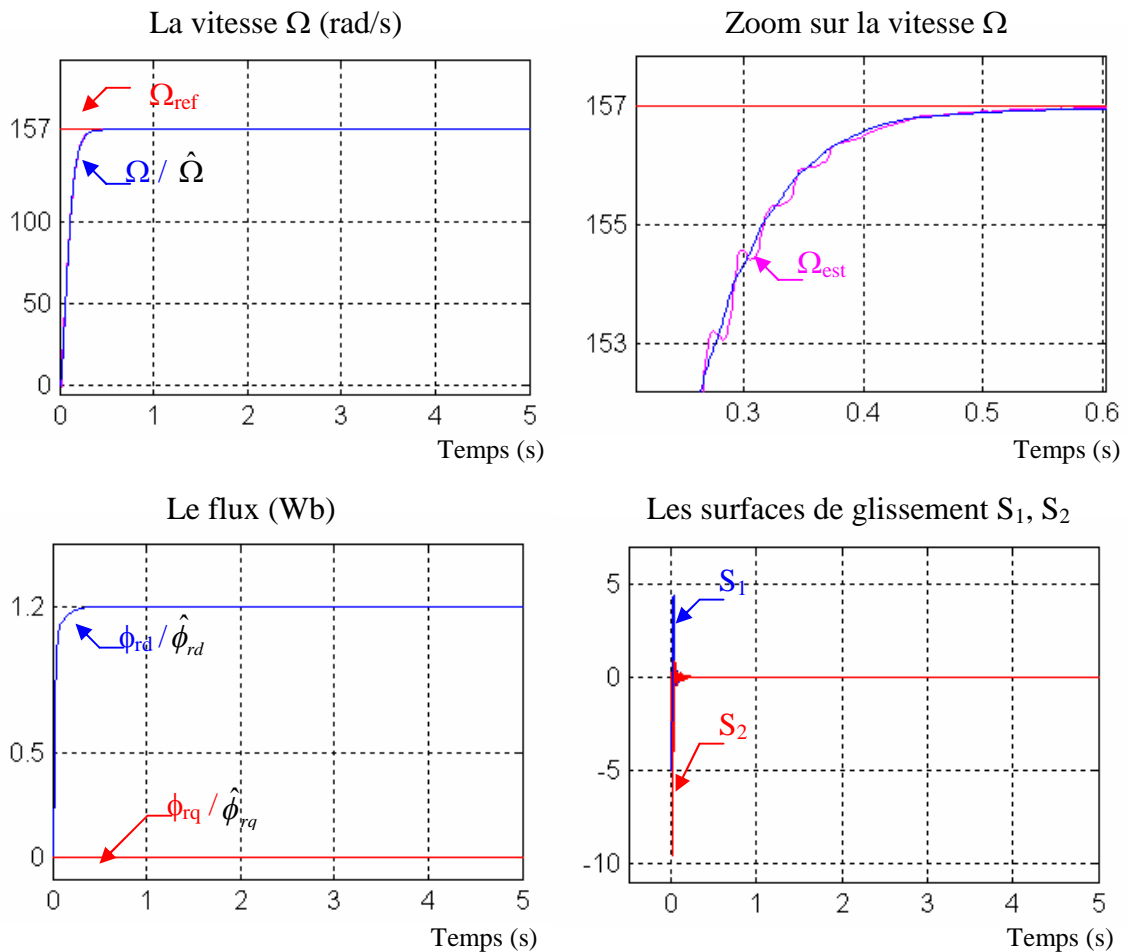
La figure (IV-7) montre les résultats de simulation lors de la variation de la charge, ou on applique un couple résistant nominale  $C_r = 5\text{N.m}$  à l'instant  $t = 2\text{s}$ , puis à  $t = 4\text{s}$ , on augmente la charge de  $+100\%$   $C_r$ . lorsque  $t = 6\text{s}$ , nous réduisons la charge de  $60\%$  ( $C_r = 3\text{N.m}$ ). Après  $t = 8\text{s}$  on revient à la charge nominale.



**Figure (IV-7) :** Résultats de l'estimation de vitesse avec variation de la charge



Afin de réaliser une commande vectorielle directe d'une machine asynchrone sans utiliser aucune sorte de capteur, nous avons regroupé les trois observateurs développés ci-dessus dans un seul schéma de commande vectorielle. Ce regroupement nous a permis d'effectuer la commande vectorielle directe d'une MI, en éliminant tous les inconvénients des capteurs, grâce aux observateurs qui donnent toutes les grandeurs nécessaires pour la commande (le flux et sa phase, les résistances statoriques et rotoriques, et la vitesse de la machine.). Les résultats de simulation dans les conditions nominales sont montrés par la figure (IV-8)



**Figure (IV-8) :** Résultats de la commande sans capteur de vitesse avec adaptation des paramètres résistifs d'une MI

Nous remarquons que:

- La vitesse converge vers la vitesse de référence, malgré l'existence légère du phénomène de chattering.
- Les surfaces de glissement et les erreurs sur les flux convergent vers zéros.
- Les résistances rotoriques et statorique convergent vers les valeurs nominales.
- Le découplage entre le flux et le couple est toujours maintenu.

Donc on peut conclure que le regroupement des trois observateurs nous permet de réaliser la commande vectorielle d'une façon normale et d'obtenir des résultats améliorés.

## IV.5- CONCLUSION

L'étude que nous venons de présenter dans ce chapitre, nous a permis de mettre en évidence deux méthodes basées sur les modes glissants pour estimer simultanément les résistance rotorique et statorique ainsi que la vitesse de rotation du rotor. La première approche est basée sur l'estimation des paramètres résistifs  $R_s$  et  $R_r$  d'une machine à induction alimentée en tension. Les résultats de simulation globale obtenus, montrent que cette technique d'estimation présente de bonnes performances lors des tests de variation de vitesse, de charge et de  $R_s$  et  $R_r$ , ainsi il apparaît un excellent découplage entre le couple le flux.

La deuxième approche est basée sur l'observateur par mode glissant pour la commande en flux orienté de la machine à induction sans capteur de vitesse, afin d'estimer la vitesse. Les résultats obtenus montrent que cette technique de commande permet d'obtenir un découplage du flux et du couple comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée

avec une dynamique de poursuite assez rapide et une robustesse même vis-à-vis de fortes perturbations (charge et résistances).

Enfin la réalisation d'une commande sans capteur de vitesse avec observateur de flux et une adaptation des paramètres résistifs donne de meilleures performances comparables à ceux obtenus par une commande avec capteurs.

## CONCLUSION GENERALE

Le travail dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer la conception des observateurs par Mode glissant du flux rotorique, des résistances statorique et rotorique et de la vitesse de rotation de la machine. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans le chapitre un, on a présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

Le chapitre deux, expose la commande vectorielle directe de la machine à induction dont le principe consiste à avoir un couple similaire à celui de la machine à courant continu. Pour se faire, une orientation du flux rotorique selon l'axe direct est réalisée. Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne poursuite vers les valeurs de références.

Dans le chapitre trois, on a exposé une étude théorique concernant les observateurs, suivi par la construction d'un observateur de flux rotorique par mode glissant avec les résultats de simulation dans le cas du fonctionnement nominal, et avec les tests qui indiquent la robustesse de l'observateur et donnent des résultats parfaitement suffisants.

Et lorsque les paramètres nominaux des résistances de la machine asynchrone changent en fonction de la température (l'échauffement), et pour éliminer le capteur mécanique et ses inconvénients, le chapitre quatre présente le développement d'un observateur des résistances et un autre de vitesse, la simulation a été faite pour le cas nominal et pour plusieurs tests. D'après les résultats obtenus, on a réussi à proposer un observateur fidèle au système, et pour prouver ces résultats, nous avons effectué plusieurs tests vis-à-vis

des variations des résistances rotorique et statorique, et des variations de la vitesse. L'erreur d'estimation de valeur négligeable montre l'efficacité et la robustesse des observateurs.

Finalement, on a réussi de développer un observateur de l'ensemble (flux, vitesse, et résistances) avec une erreur d'estimation presque négligeable et de robustesse parfaitement bonne. Le chapitre quatre, nous a permis à conclure des propriétés obtenus pour un observateur par mode glissant: grande robustesse vis-à-vis des variations des paramètres résistifs et à la variation à faible vitesse, une précision souhaitable, et un temps de réponse de l'erreur d'estimation satisfaisant.

Nous avons essayé au cours de ce travail de trouver une solution robuste à l'estimation du flux rotorique, vitesse, et des résistances. Nous avons réussi à atteindre notre but. Cependant, faute de temps, nous n'avons pas abordé le problème de la saturation qui reste ouvert.

# ***ANNEXE***

## **PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

### **A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES**

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

### **A.2 PARAMETRES MECANIQUES**

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

### **A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES**

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

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.P.Hautier & J.P.Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [2] 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.
- [3] P.Brunet, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrone », cours sur site ([www.google.fr/commande vectorielle](http://www.google.fr/commande_vectorielle)).
- [4] R.Benhamimid & N.Brahimi, « Commande vectorielle d'un système mono onduleur bi-machines asynchrones » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.
- [5] S.Zaidi ; « Commande non linéaire du moteur à induction » ; Mémoire de Magister de l'université de Batna ; 2006.
- [6] A.Maalmi & A.Bekaibech « Commande à base d'un régulateur RST de la machine à induction » ; Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila ; 2006.
- [7] G.Greellet & G.Clarc, « Actionneurs électriques : principes/ modèles/ commande », Edition Eyrolles, Paris, 2000.
- [8] G.Cimuca ; « système inertiel de stockage d'énergie Associe à des générateurs éoliens » Thèse de doctorat de l'école supérieure d'art et métier, centre de Lille ; 2005.

- [9] Imad Al-Rouh « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone » ;  
Thèse de Doctorat ; Université Henri Poincaré, Nancy-I ; 2004.
- [10] Kamel.K « Commande par logique floue et mode glissant d'une machine synchrone »  
Mémoire d'ingénieur de l'université de Sétif ; 2006.
- [11] S. Chaouch, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de  
vitesse », Thèse de doctorat, Université de BATNA, Décembre 2005.
- [12] H.Mekki & S. Zeghlache, «commande vectorielle de la machine asynchrone par  
orientation de flux statorique sans capteur de vitesse », Mémoire d'ingénieur de  
l'université de M'sila , Département d'Electronique, 2006.
- [13] G.S.Guillermo ; «Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de  
flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement »  
Thèse de Doctorat de l'université Paris XI ; 1998.
- [14] Soltani.Kh & Khaoui.S « Etude de la stabilité dynamique de la MAS par mode  
glissant » Mémoire d'ingénieur de l'université de Sétif ; 2004.
- [15] L.Hamadouch & B.Souici, « Contrôle d'un système électro-énergétique par mode  
glissant et floue », Mémoire d'ingénieur de l'université de Sétif ; 2005.
- [16] X.Roboam, « Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse »,  
article, Physics Abstracts, 1992.

**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. Chaouch Souad.

**Présenté par** : - Bakhti Ibtissem

- Saadi Nour el houda

***Thème :***

**CONCEPTION D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT  
D'UNE MACHINE A INDUCTION**

**Résumé :**

La commande vectorielle de la machine asynchrone offre la possibilité d'atteindre de hautes performances en régime transitoire ou statique. Cela dépend d'une part, de l'estimation de la valeur du flux dans la machine et de son orientation influencée par les variations des paramètres résistifs en fonction des variations de la température, et d'autre part de l'estimation de la vitesse de rotation afin d'éliminer les inconvénients du capteur mécanique.

L'idée principale de ce sujet est la mise en œuvre d'un observateur par Mode glissant pour préserver les hautes performances de la commande. Il s'agit de concevoir un observateur de flux rotorique avec l'adaptation des paramètres résistifs au cours du fonctionnement du variateur de vitesse. Et de réaliser une commande sans capteur mécanique de vitesse qui présente beaucoup d'avantages. Elle éliminerait le câble du capteur, prévoit une diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins complexe et moins coûteux.

**Mots Clés:** Adaptation paramétrique, Commande sans capteur de vitesse, Commande Vectorielle, Estimation, Machine à induction, Observateur de flux, Observateur par Mode glissant.