

République algérienne démocratique et populaire
Ministère de l'enseignant Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de BATNA

Faculté des sciences de l'ingénieur

Département Electrotechnique

Laboratoire de recherche : LSPIE

Mémoire de Magister en Electrotechnique

Option commande

Par M^r : BEDDIAF YASSINE

Ingenieur d'état en Electrotechnique
Université de Batna

THEME

Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone

Membres du jury :

| | | | |
|--------------|-----------------------|---------------|---------------|
| N. NAIT SAID | Professeur | Univ de Batna | Président |
| F. ZIDANI | Professeur | Univ de Batna | Rapporteur |
| S. DRID | Maître de conférences | Univ de Batna | Co_Rapporteur |
| S. CHAOUCHE | Maître de conférences | Univ de Msila | Examineur |
| D. AMEDDAH | Maître de conférences | Univ de Batna | Examineur |
| A. MAKOUF | Professeur | Univ de Batna | Invité |

Remerciements

Le présent mémoire est le résultat de plus d'une année de travail passé au laboratoire des systèmes de propulsion _induction électromagnétique LSP_IE de BATNA, dirigé par Dr. A. Makouf. Je le remercie de m'avoir accueilli au sein de l'équipe et permis d'utiliser les moyens du laboratoire.

Je tiens à exprimer, par ces quelques lignes, mes plus vifs remerciements à madame F. Zidani, professeur à l'université de Batna, qui ma proposer ce sujet comme thème de magister et ma fait profiter de ses conseils et de son savoir faire. Q'elle soit assurée de ma sincère reconnaissance pour la confiance qu'elle ma témoignée.

Je remercie vivement mon co _ rapporteur Dr. S. Drid, maître de conférences à l'université de Batna pour ses encouragements constants et sa gentillesse.

Je tiens à remercier, les membres de jury, à commencer particulièrement par S. Chaouche, maître de conférences à l'université de Msila, D. Ammedah, maître de conférences à l'université de Batna, qui se sont chargés de rédiger les rapports et qui étaient disponibles pour discuter ce travail.

Je remercie, Monsieur N. Nait. Said, professeur à l'université de Batna, qui m'a fait l'honneur de présider le jury et pour son intérêt au sujet.

C'est un plaisir pour moi que le professeur. A. Makouf ait accepté l'invitation à participer au jury, après m'avoir apporter son soutien et sa présence au laboratoire.

Je tiens à renouvelé mes remerciements à Dr. S . Drid pour son aide et ses encouragements.

En fin je dédie ce travail à mes parents, à mes frères et soeurs, à ma chère femme pour ses encouragements continus.

A mes filles aya et amina , à mon fils mohamed aness.

| | |
|----------------------------|---|
| Notation et symbole..... | 6 |
| Introduction générale..... | 8 |

Chapitre un

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | | |
|-----|---|----|
| I.1 | Introduction..... | 11 |
| I.2 | Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée..... | 11 |
| I.3 | Principe de la transformation de Park..... | 14 |
| I.4 | Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park..... | 16 |
| I.5 | Modélisation de l'association machine asynchrone onduleur de tension..... | 22 |
| I.6 | Résultats de la simulation..... | 27 |
| I.7 | Conclusion..... | 29 |

Chapitre deux

ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS DETERMINITES ET STOCHASTIQUES

| | | |
|----------|--|----|
| II.1 | Introduction..... | 31 |
| II.2 | Observateurs déterministes..... | 31 |
| II.2.1 | Principe d'un observateur d'état..... | 31 |
| II.2.1.1 | Observateur d'état d'ordre réduit..... | 32 |
| II.2.1.2 | Synthèse de l'observateur..... | 33 |
| II.2.1.3 | Détermination de la matrice G..... | 35 |
| II.2.1.4 | Estimateur de vitesse..... | 36 |
| II.2.1.5 | Résultats de simulation..... | 37 |
| II.2.2 | Estimation de la vitesse par la méthode de Kubota..... | 41 |
| II.2.2.1 | Détermination de la matrice G_k | 43 |
| II.2.2.2 | Résultats de simulation..... | 44 |
| II.2.3 | Observateur de flux par mode glissant..... | 47 |
| II.2.3.1 | Synthèse de l'observateur de flux par mode de glissement..... | 48 |
| II.2.3.2 | Estimateur de vitesse par mode de glissement..... | 50 |
| II.2.3.3 | Résultats de simulation..... | 53 |
| II.2.4 | Estimation de la vitesse par un système utilisant un modèle de référence (MRAS)..... | 55 |
| II.2.4.1 | Résultats de simulation..... | 57 |
| II.2.5 | Estimateur de vitesse avec réglage en ligne de la résistance rotorique..... | 59 |
| II.2.5.1 | Synthèse de l'estimateur..... | 60 |
| II.2.5.2 | Résultats de simulation..... | 63 |

| | | |
|----------|--|----|
| II.3 | Observateurs stochastiques..... | 66 |
| II.3.1 | Filtre de Kalman..... | 66 |
| II.3.1.1 | Principe de base..... | 66 |
| II.3.1.2 | Discrétisation du modèle..... | 66 |
| II.3.1.3 | Modèle stochastique non linéaire de la machine asynchrone..... | 67 |
| II.3.1.4 | Algorithme de Kalman..... | 68 |
| II.3.1.5 | Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances..... | 69 |
| II.3.1.6 | Phase de prédiction..... | 69 |
| II.3.1.7 | Phase de correction | 69 |
| II.3.1.8 | Résultats de simulation..... | 70 |
| II.4 | Conclusion..... | 72 |

Chapitre trois

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | | |
|-----------|--|----|
| III.1 | Introduction..... | 74 |
| III.2 | Commande vectorielle à flux rotorique orienté direct..... | 74 |
| III.2.1 | Principe de base..... | 74 |
| III.2.2 | Les estimateurs pour la commande vectorielle..... | 76 |
| III.2.2.3 | Le processus électrique..... | 77 |
| III.2.4 | Organisation de la commande..... | 78 |
| III.2.5 | Contrôle du flux et du couple..... | 79 |
| III.2.6 | Détermination des correcteurs..... | 80 |
| III.2.7 | Valeurs nominales | 82 |
| III.2.8 | Régulation de la vitesse..... | 82 |
| III.2.9 | Résultats de simulation..... | 86 |
| III.3 | Commande vectorielle à flux rotorique orienté indirecte..... | 92 |
| III.3.1 | Principe de base..... | 92 |
| III.3.2 | Organisation de la commande..... | 92 |
| III.3.3 | Résultats de simulation..... | 93 |
| III.4 | Conclusion | 97 |

Chapitre quatre

VALIDATION EXPERIMENTALE

| | | |
|------|---|-----|
| | Introduction..... | 99 |
| IV.1 | Description du banc d'essai | 99 |
| IV.2 | Principales caractéristiques de la carte dSPACE DS1103..... | 100 |
| IV.3 | Carte de mesure des courants et tensions..... | 102 |

| | | |
|--------------------------|---|-----|
| V.4 | Architecture logicielle..... | 103 |
| IV.5 | Validation des modèles de simulation..... | 103 |
| IV.5.1 | Implantation d'un démarrage direct..... | 103 |
| IV.5.2 | Résultats expérimentaux de l'essai de démarrage direct..... | 104 |
| IV.6 | Test expérimental des différents observateurs et estimateurs en boucle ouverte..... | 107 |
| IV.6.1 | Observateur d'état..... | 107 |
| IV.6.2 | Observateur par la méthode de Kubota..... | 112 |
| IV.6.3 | Observateur MRAS..... | 114 |
| IV.6.4 | Observateur par mode de glissement..... | 115 |
| IV.6.5 | Estimateur de vitesse avec réglage en ligne de la résistance rotorique..... | 117 |
| IV.6.6 | Filtre de Kalman..... | 120 |
| IV.7 | Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte..... | 122 |
| IV.8 | Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse..... | 124 |
| IV.8.1 | Commande vectorielle indirecte sans capteur avec observateur de flux rotorique.... | 124 |
| IV.8.1.1 | Observateur d'état et MRAS..... | 124 |
| IV.8.1.2 | Interprétation des résultats expérimentaux..... | 125 |
| | A – Commande avec observateur d'état..... | 126 |
| | B – Commande avec observateur MRAS..... | 129 |
| IV.9 | Conclusion..... | 131 |
| CONCLUSION GENERALE..... | | 133 |
| ANNEXE..... | | 136 |
| BIBLIOGRAPHIE..... | | 139 |

Notations symboliques et abréviations

| | | |
|------------|---|---|
| abc | : | Système d'axe rotorique. |
| ABC | : | Systeme d'axe statorique. |
| V_s | : | Tension statorique. |
| V_r | : | Tension rotorique. |
| i_s | : | Courant statorique. |
| Φ_s | : | Flux statorique. |
| Φ_r | : | Flux rotorique. |
| R_s | : | Résistance d'une phase statorique. |
| R_r | : | Résistance d'une phase rotorique. |
| R | : | Resistance totale ramenée au stator. |
| L_s | : | Inductance propre d'une phase statorique. |
| L_r | : | Inductance propre d'une phase rotorique. |
| M | : | Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique. |
| φ | : | Angle entre système d'axe triphasé. |
| ω_a | : | Vitesse de rotation du système d'axe diphasé par rapport au système d'axe triphasé. |
| ω_r | : | Pulsation rotorique. |
| ω_s | : | Pulsation statorique. |
| P | : | Matrice de park. |
| G_{sdq} | : | Grandeurs statorique. |
| G_{rdq} | : | Grandeurs rotorique. |
| C_e | : | Couple électromagnetique. |
| C_r | : | Couple de charge (resistant). |
| s | : | Opérateur de laplace. |
| I_d | : | Courant continu fourni par le redresseur. |
| U_{dc} | : | Tension fournie le redresseur. |
| T | : | Matrice de transfert de l'onduleur. |
| G | : | Matrice gain de l'observateur d'état. |
| G_k | : | Matrice gain de l'observateur Kubota. |
| G_g | : | Matrice gain de l'observateur par mode de glissement. |
| e_{is} | : | Erreur entre courants statorique. |
| S | : | Surface de glissement. |

| | | |
|-----------------|---|---|
| CVD | : | Command Vectorielle Directe. |
| CVI | : | Commande Vectorielle Indirecte. |
| RTI | : | Real Time Interface. |
| RTW | : | Real Time Workshoch. |
| DSP | : | Digital Signal Processing. |
| ADC | : | Analog Digital Converter. |
| DAC | : | Digital Analog Converter. |
| MLI | : | Modulation en Largeur d'impulsion. |
| BO | : | Boucle Ouverte. |
| BF | : | Boucle Fermeé. |
| α, β | : | Axe quadratique. |
| d,q | : | Axe quadratique. |
| J | : | Moment d'inertie. |
| ω | : | Vitesse de rotation rotorique. |
| σ | : | Coefficient de dispresion. |
| p | : | Nombre de paires de poles. |
| T_r | : | Constante de temps rotorique. |
| T_s | : | Constante de temps statorique. |
| g | : | Coéficient de glissement |
| Ns | : | Nombre de spires de l'enroulement d'une phase statorique. |

INTRODUCTION GENERALE

Les travaux de recherches relatifs à ce mémoire sont réalisés au sein du laboratoire de recherche LSPIE « Laboratoire des systèmes de propulsions et d'inductions électromagnétiques »

L'évolution des systèmes industriels vers des processus automatisés impose de plus en plus l'intégration des moteurs électriques dans un environnement électronique de régulation et de commande.

Dans cette optique, l'utilisation de moteurs asynchrones qui sont moins coûteux et plus robustes, donc plus faciles à entretenir, en particulier lorsqu'il s'agit de l'actionneur asynchrone, ces moteurs ont des performances dynamiques comparables, voire supérieures à celles de la machine à courant continu. Leurs modélisation analytique, et les algorithmes de commande qui en découlent sont cependant plus complexes.

Ceci est surtout le cas pour la commande de l'actionneur asynchrone : la particularité de ce moteur, s'il est à cage (comme dans notre cas), est de ne fournir aucune information directe sur les grandeurs électriques développées au rotor (flux et courants rotoriques). Les paramètres intervenant dans le modèle analytique sont donc particulièrement difficiles à identifier, d'autant plus qu'ils présentent des variations selon le point de fonctionnement considéré. Dans ce contexte, l'objectif principal de ce travail consiste à synthétiser des observateurs robustes déterministes et stochastiques permettant l'estimation des paramètres/ grandeurs difficilement mesurables.

Dans le but de réduire le coût de la commande de la machine asynchrone notamment pour les petits moteurs où le capteur de vitesse coûte plus cher que le moteur lui-même, il serait plus intéressant d'éliminer ce capteur. Dans ce contexte aussi, le présent travail s'intéresse à l'estimation de la vitesse de rotation en utilisant plusieurs techniques d'observation et d'estimation.

Le premier chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone, on présentera dans cette partie le modèle dans le repère (α, β) et (d, q) ainsi que le modèle de la machine alimentée en tension et le modèle d'observation.

Dans le deuxième chapitre , nous détaillerons la construction des observateurs (d'état d'ordre réduit, par mode de glissement, estimateur par la méthode MRAS, estimateur de la vitesse rotorique avec réglage en ligne de la résistance rotoriques, observateur de Kubota et filtre de Kalman). Une validation par simulation numérique sera réalisée pour les différents observateurs associés à la machine asynchrone (validation en boucle ouverte). Nous discuterons également dans ce chapitre la robustesse des observateurs (variation de la résistance rotorique).

Le troisième chapitre sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone. Deux types de commande seront étudiés et discutés (commande directe et indirecte).

Au niveau du dernier chapitre, on présentera le banc d'essai expérimental avec tous ces différents blocs. Nous exposerons les tests pratiques d'un démarrage direct de la machine puis on présentera également les résultats pratiques de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec et sans capteur mécanique.

CHAPITRE I

**MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE**

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone est de plus en plus utilisé dans le domaine des entraînements réglés à vitesse de rotation variable. Ce moteur se distingue par une construction simple et robuste. Par contre, l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processeurs performants, il est possible d'implanter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un moteur à courant continu.

Le moteur asynchrone est souvent employé dans des servo - entraînements, de ce fait tous les secteurs industriels peuvent être concernés, les machines de textile, du caoutchouc, les machines outils, la robotique, etc.....

Développer une loi de commande, ou des observateurs de flux et de vitesse impose naturellement sa modélisation mathématique. Ce chapitre sera consacré à la modélisation du moteur asynchrone triphasé afin de passer à l'étude des observateurs et estimateurs de vitesse, ainsi que la commande vectorielle. Cette modélisation repose sur le concept de Park.

Les équations de Park sont désormais célèbres pour l'élaboration du modèle de connaissance traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de la machine asynchrone. Ce modèle décrit par un système algébrique différentiel non linéaire admet plusieurs types de représentation, ces types dépendent directement des objectifs.

I.2 Description paramétrique de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [1] :

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [1] :

- L'additivité des flux ;

- La constante des inductances propre ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La machine est représentée à la figure (I.1) par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle α repère l'axe fixe de la phase du rotor de référence "a,b,c" par rapport à l'axe fixe de la phase du stator de référence "A,B,C". En tenant compte des hypothèses simplificatrices nous représentons les équations électriques du stator et du rotor sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{SA} \quad V_{SB} \quad V_{SC}]^T \quad (I.2)$$

$$[i_s] = [i_{SA} \quad i_{SB} \quad i_{SC}]^T \quad (I.3)$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T \quad (I.4)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.6)$$

Avec :

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T \quad (I.7)$$

$$[i_r] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T \quad (I.8)$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^T \quad (I.9)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

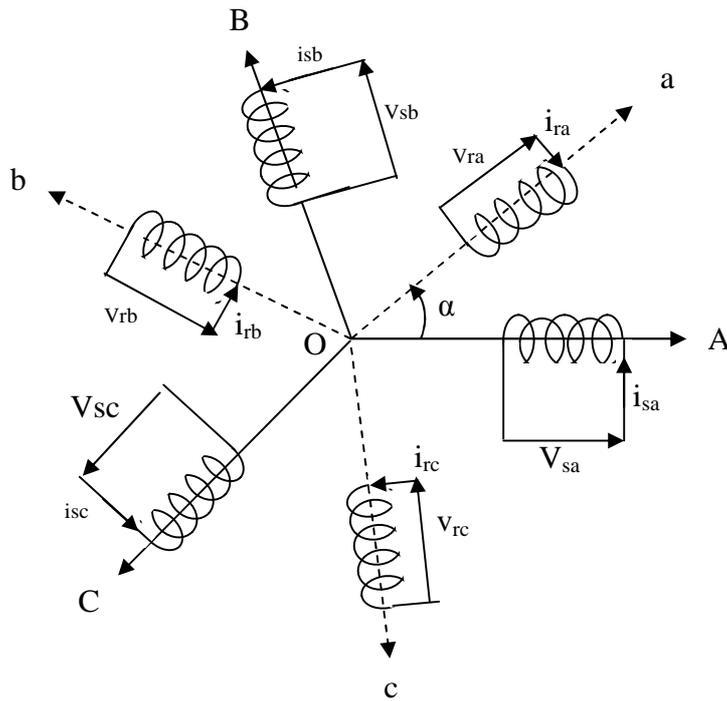


Figure (I.1) : Représentation schématique de la Machine asynchrone triphasée.

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \tag{I.11}$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \tag{I.12}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \tag{I.14}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt}[i_s] + [M_{sr}] \frac{d}{dt}[i_r] \quad (\text{I.16})$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt}[i_r] + [M_{rs}] \frac{d}{dt}[i_s] \quad (\text{I.17})$$

On remarque que les équations (I.16) et (I.17) sont très difficiles à résoudre donc l'étude de la machine asynchrone devient ainsi très compliquée, pour surmonter ce problème on fait appel à la transformation de park.

I.3 Principe de la transformation de park

Le principe de la transformation de park repose sur le passage du système triphasé au système diphasé. La condition de cette transformation est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales [2].

Prenons un vecteur de courant \vec{I} qui est proportionnel à la force magnétomotrice créée par les courants de toutes les phases. Admettons que les axes triphasés sont immobiles par rapport au stator, mais que les axes diphasés tournent avec la vitesse ω_a . Projétons le vecteur de courant \vec{I} sur les axes triphasés (a, b, c) et sur les axes diphasés (d, q) comme l'indique la figure (I.2).

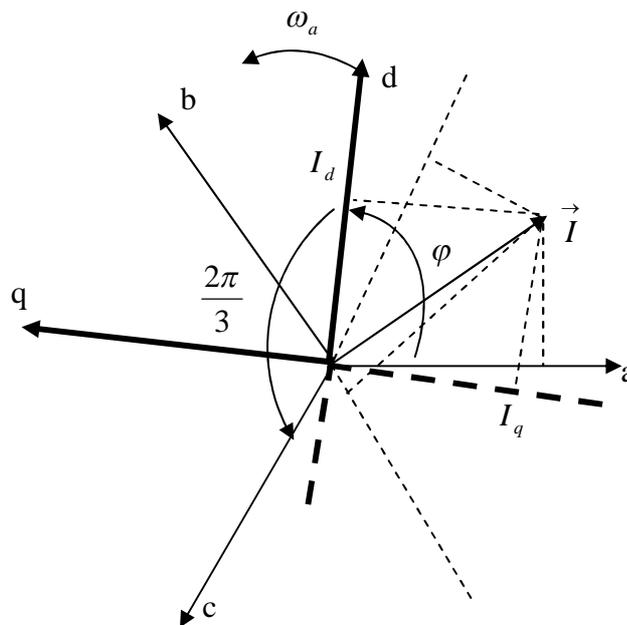


Figure (I.2) : Système triphasé (abc) et diphasé (dq) élaborant une même f.m.m.

Avec :

$\varphi = \int \omega_a dt$: C'est l'angle entre le système triphasé et le système diphasé.

ω_a : C'est la vitesse angulaire de rotation du système d'axe diphasé par rapport au système d'axe triphasé.

Après projection du vecteur courant sur les deux systèmes d'axe on obtient:

$$[I_{dq}] = [P_0][I_{abc}] \quad (\text{I.18})$$

La matrice initiale de park définie par [2]:

$$[P_o] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

I.3.1 Transformation de park modifiée

Cette seconde transformation repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique, on obtient finalement les équations de passage direct et inverse suivantes [1] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Remarque : c'est cette transformation modifiée qui sera utilisé dans toute l'étude qui suit.

I.4 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de park

La figure (I.3) illustre la machine dans le système triphasé réel et le système diphasé fictif montré sur la figure (I.4). Deux transformations de park sont définies à partir de la matrice (I.18) dans laquelle l'angle φ est remplacé par (θ_s) pour le stator, par (θ_r) pour le rotor.

On remarque sur la figure (3) que θ_s et θ_r sont lié solidement par la relation rigide (I.22).

$$\theta_s - \theta_r = \alpha \tag{I.22}$$

Où :

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega = p\Omega ; \text{ est la vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.}$$

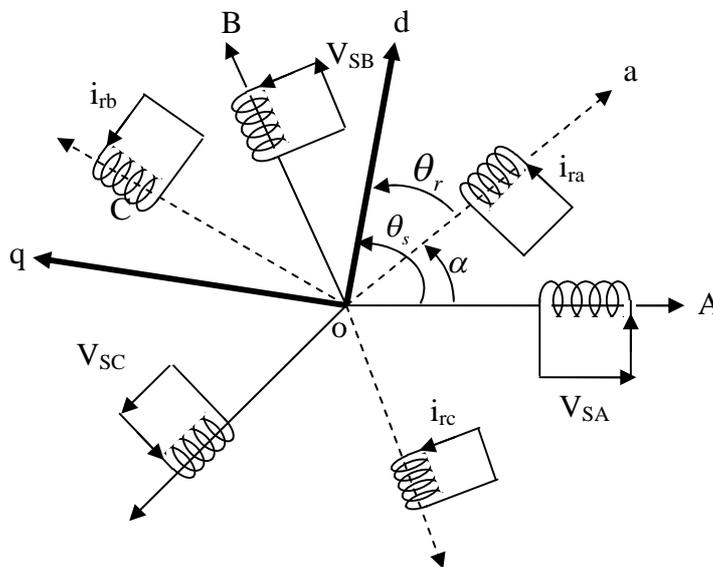


Figure (I.3): Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel triphasé.

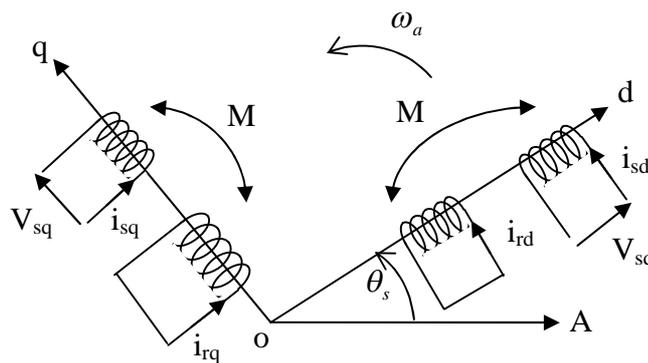


Figure (I.4) : Représentation des enroulements de la machine dans le référentiel diphasé.

A partir des figures (I.3) et (I.4) on peut déduire les équations de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques :

Pour le stator :

$$[G_{sdq}] = [P(\theta_s)] [G_{sABC}] \tag{I.23}$$

Où G_s : est une grandeur statorique (tension, courant ou flux).

$$[P(\theta_s)] = [P(\varphi = \theta_s)] \quad (I.24)$$

Pour le rotor:

$$[G_{rdq}] = [P(\theta_r)][G_{rabc}] \quad (I.25)$$

Où G_r : est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux).

Avec

$$[P(\theta_r)] = [P(\varphi = \theta_r)] \quad (I.26)$$

I.4.1 Equations des tensions et magnétiques dans les axes (d, q)

Les équations de tensions statoriques et rotoriques sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (I.27)$$

Les équations magnétiques :

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (I.28)$$

Avec :

L_s : Inductance cyclique statorique ;

L_r : Inductance cyclique rotorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle ou inductance naturelle cyclique entre stator et rotor.

Il faut noter que les composantes homopolaires sont nulles car le système est équilibré.

I.4.2 Expression du couple électromagnétique

Nous avons exprimé les équations électriques et magnétiques de la machine, mais il reste également l'équation mécanique, autrement dit le couple électromagnétique. Ce dernier peut être calculer à partir du bilan de puissance de la machine. La puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques en fonction des grandeurs électriques dans l'axe (d, q) est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} + V_{rd}i_{rd} + V_{rq}i_{rq} \quad (\text{I.29})$$

Elle se décompose en trois termes :

1. Puissance déssipée en pertes joules

$$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{I.30})$$

2. Puissance représentant les charges d'énergie électromagnétique avec la source

$$i_{sd} \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\Phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{I.31})$$

3. Puissance mécanique

$$P_m = (\Phi_{sd}i_{sq} - \Phi_{sq}i_{sd})\omega_a + (\Phi_{rd}i_{rq} - \Phi_{rq}i_{rd})\omega_r \quad (\text{I.32})$$

Et d'autre part l'expression du couple électromagnétique est donné par [1], [2] :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \frac{P_m}{\omega} \quad (\text{I.33})$$

$$C_e = J \frac{d\omega}{dt} + C_{cst} + f\omega \quad (\text{I.34})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd}i_{sq} - \Phi_{rq}i_{sd}) \quad (\text{I.35})$$

Avec

p : Nombre de paire de pôles

f : Coefficient de frottement

C_{cst} : Couple résistant

I.4.3 Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (d, q) faisant un angle électrique θ_s avec l'axe de la phase statorique (A) et θ_r avec l'axe de la phase rotorique (a), comme l'indique la figure (I.3) et (I.4). Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

- Repère lié au stator (α, β) :

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances [2].

- Repère lié au rotor (x, y) :

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones [2].

- Repère lié au champ tournant (d,q) :

Dans ce cas $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_s$

Ce repère est utilisé généralement pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues [1].

I.4.4 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β)

Dans ce système d'axe (α, β), ω_a est nulle, les indices "d et q" sont successivement remplacés par les indices " α et β " les équations du système (I.27) deviennent :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \tag{I.36}$$

Où l'expression des flux est donnée par les équations (I.28), le système (I.36) peut alors être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{I} \end{bmatrix} = [L]^{-1}([U] + [A][I]) \tag{I.37}$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}; [U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}; [A] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -M\omega & -R_r & -M\omega \\ M\omega & 0 & M\omega & -R_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \quad (\text{I.38})$$

I.4.5 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant(d, q)

En remplaçant ω_a par ω_s dans le système d'équations (I.36), il vient que :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{I.39})$$

I.4.6 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

En utilisant les équations du système (I.28) ; et après arrangement les équations du système (I.27) peuvent être écrites comme il est indiqué par le système (I.40).

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega \Phi_{rq} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_a i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega \Phi_{rd} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_a - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - (\omega_a - \omega) \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{I.40})$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ représente le coefficient de dispersion ;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ la constante du temps rotorique ;}$$

$$R = R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \text{ résistance totale ramenée au stator.}$$

D'autre part, le couple C_e peut également s'écrire en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques de manière analogue que l'équation (I.35) c'est-à-dire :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq})$$

Par ailleurs, si on pose :

$$a_1 = \frac{1}{\sigma L_s} R ; a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} ; a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r} ; a_4 = \frac{M}{T_r} ; a_5 = \frac{1}{T_r} ; a_6 = \frac{C_{cst}}{J} ; a_7 = \frac{f}{J} ; a_8 = \frac{pM}{JL_r} ;$$

$$b = \frac{1}{\sigma L_s} .$$

On obtient le modèle suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -a_1 x_1 + \omega_a x_2 + a_2 x_3 + a_2 x_4 x_5 + b V_{sd} \\ \dot{x}_2 &= -a_1 x_2 - \omega_a x_1 + a_2 x_4 - a_2 x_3 x_5 + b V_{sq} \\ \dot{x}_3 &= a_4 x_1 - a_5 x_3 + x_4 (\omega_a - x_5) \\ \dot{x}_4 &= a_4 x_2 - a_5 x_4 - x_3 (\omega_a - x_5) \\ \dot{x}_5 &= a_8 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_6 - a_7 x_5 \end{aligned} \tag{I.41}$$

Avec

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \Phi_{rd} & \Phi_{rq} & \omega \end{bmatrix}^T$$

Pour le choix des axes, on a qu'à remplacer ω_a par sa valeur.

I.4.7 Modèle d'observation de la machine asynchrone

L'étude du comportement de la machine et sa commande exigent une modélisation adéquate, afin de pouvoir estimer et observer les grandeurs telle que le flux, la vitesse et mêmes les résistances statorique et rotorique. Le modèle de la machine asynchrone décrite par le système d'équation (I.40) peut être représenté sous la forme d'état suivante [1] :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX \end{aligned} \tag{I.42}$$

On définit le vecteur d'état (X) par les composantes des courants statorique et flux rotorique, le vecteur d'entrée (U) par les composantes de tension statorique et le vecteur de sortie (Y) par les composantes de courant statorique.

Il vient que :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} ; \quad Y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Les matrices A , B et C sont définies par :

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & -\omega_a & a_2 & a_3\omega \\ \omega_a & -a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & (\omega_a - \omega) \\ 0 & a_4 & -(\omega_a - \omega) & -a_5 \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

$$B = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

I.5 Modélisation de l'association machine asynchrone - onduleur de tension

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique [1], par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (I.5) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension [3].

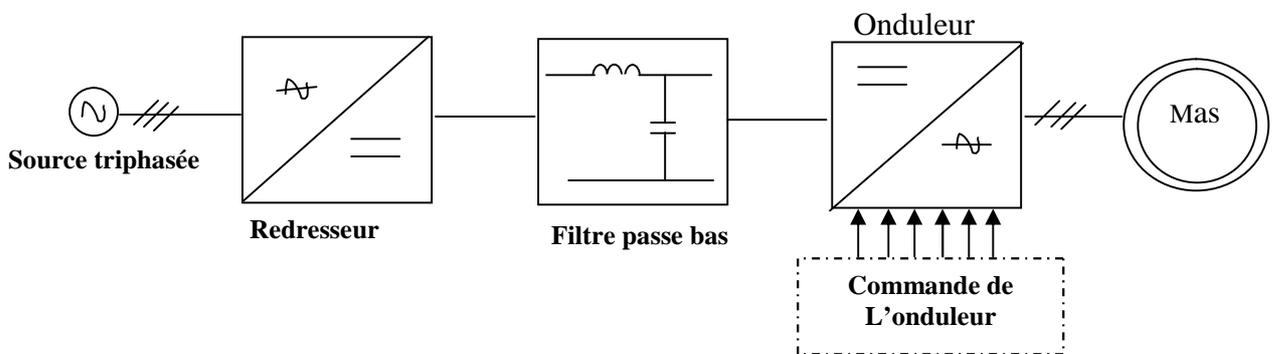


Figure (I.5) Schéma de l'association onduleur- machine asynchrone.

I.5.1 Modélisation du redresseur triphasé double alternances à diodes

La figure (I.6) représente un convertisseur alternatif/continu [3]. Le convertisseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

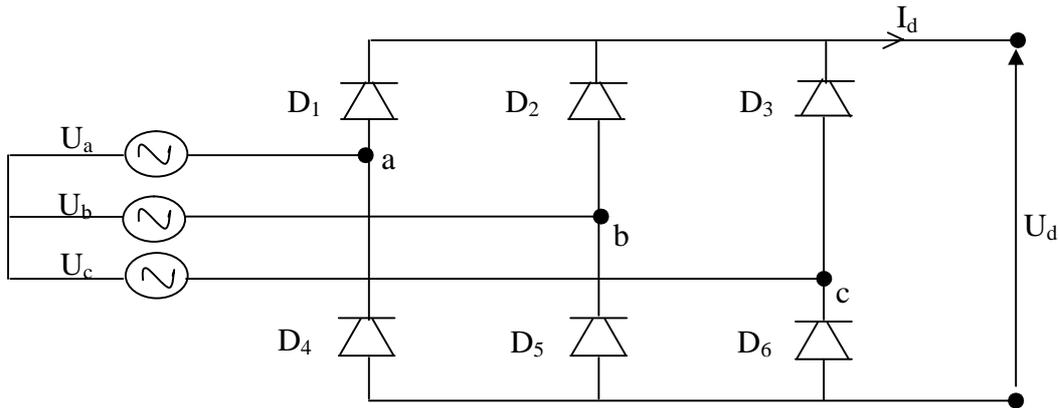


Figure (I.6) Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré tel que :

$$\begin{aligned}
 U_a(t) &= V_m \sin(2\pi ft) \\
 U_b(t) &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 U_c(t) &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{I.46}$$

Si on néglige l'effet de l'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)]
 \tag{I.47}$$

Cette tension est représentée par le graphe de la figure (I.7).

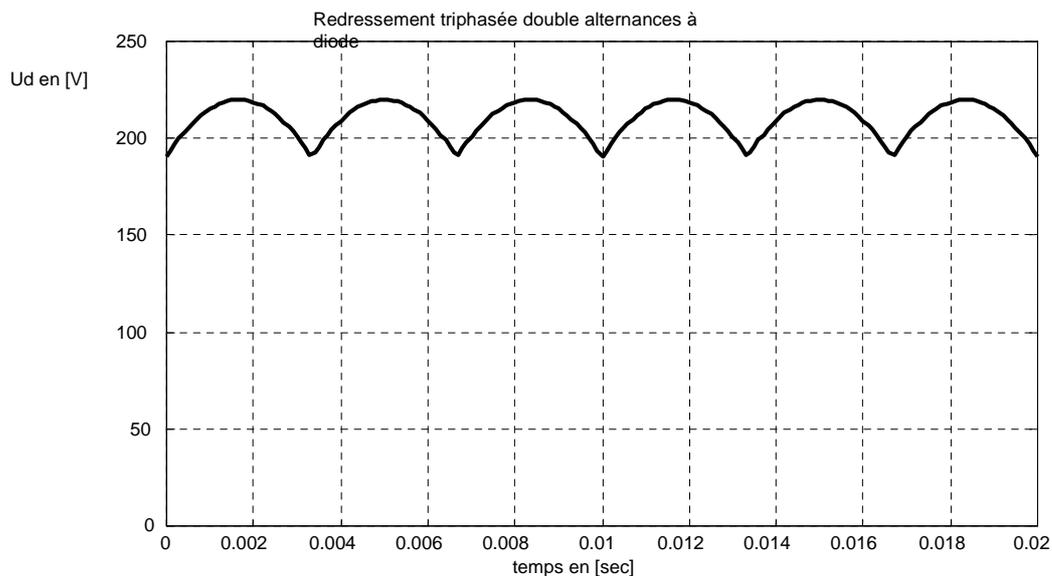


Figure (I.7) : Représentation graphique de la tension de sortie du redresseur.

I.5.2 Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe – bas ($L_f C_f$), pour éliminer les hautes fréquences [3]. La figure (I.8) illustre ce type de filtre.

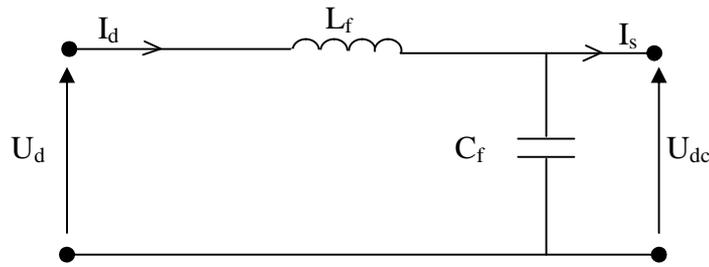


Figure (I.8) Représentation du filtre passe-bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant [3] :

$$\begin{aligned} U_d(t) &= L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} &= \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{aligned} \quad (\text{I.48})$$

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_s = 0$) :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (\text{I.49})$$

La fréquence de coupure de ce filtre est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

La détermination de L_f et C_f se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer (6 fois la fréquence du réseau d'alimentation dans notre cas) [3].

I.5.3 Modélisation de l'onduleur

La figure (I.9) illustre une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalise une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements de la machine.

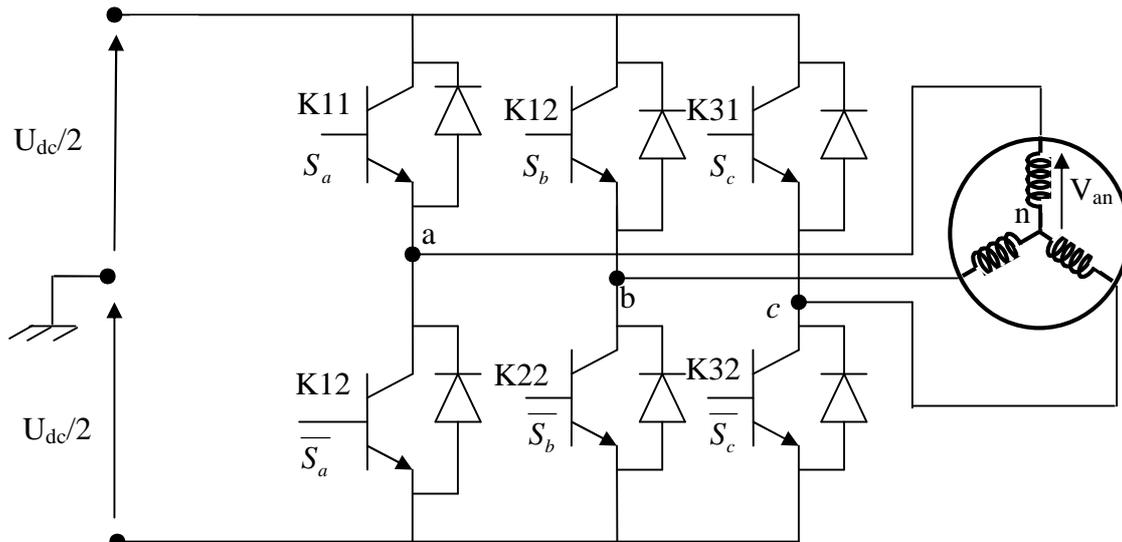


Figure (I.9) : Schématisation de l'ensemble onduleur -machine asynchrone.

I.5.4 Concept de modélisation de l'onduleur

Les trois cellules de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux ayant une image exacte des signaux de commande S_j ($j=a, b, c$) [4].

C'est-à-dire chaque interrupteur est associé à la fonction logique S_j comme l'indique la figure (I.9).

$S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui de bas est ouvert.

$S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Les tensions composées sont déterminées par le système d'équations (I.50) suivant :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \tag{I.50}$$

Où V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur autrement dit les tensions continues fournis par le redresseur. Elles sont référencées par rapport au point milieu (o) d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles [1], comme suit

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \tag{I.51}$$

Avec

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples appliquées à la charge.

V_{no} est la tension entre le point neutre (n) de la charge et le point milieu fictif (o).

Le système triphasé fourni par l'onduleur étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.52)$$

Utilisant les équations (I.51) et (I.52) on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.53)$$

Remplaçons (I.53) dans (I.51), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (I.54)$$

Donc le système (I. 54) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.55)$$

Posons

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I.56)$$

$$[V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T = \frac{U_{dc}}{2} [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (I.57)$$

Donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert $[T]$ avec U_{dc} est la tension continue à la sortie du filtre. Le courant à l'entrée de l'onduleur est:

$$i = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (I.58)$$

I.5.5 Générateur de MLI

L'apparition du concept de la MLI vectorielle correspond au développement des techniques de la commande des machines à courant alternatif qui utilisent largement les transformations et

changement de repère (Park, Clark) et possèdent une vision globale du système polyphasé. La commande d'un onduleur triphasé peut se concevoir dans ce cadre. Dans notre application, on s'appuie sur le schéma de la figure (I.9) il apparaît clairement que l'objectif final est de contrôler le système de tension $[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]$. Pour déterminer les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs nécessaires à la synthèse correcte de l'onde MLI, il faut une stratégie, dans notre cas cette stratégie consiste à commander l'onduleur par modulation de la largeur d'impulsion MLI. Pour se faire on génère dans les circuits de commande une onde sinusoïdale de référence à la fréquence désirée et on la compare à l'onde triangulaire décalée de fréquence supérieure [3]. La figure (I.10) illustre le schéma d'un comparateur à deux seuils [4].

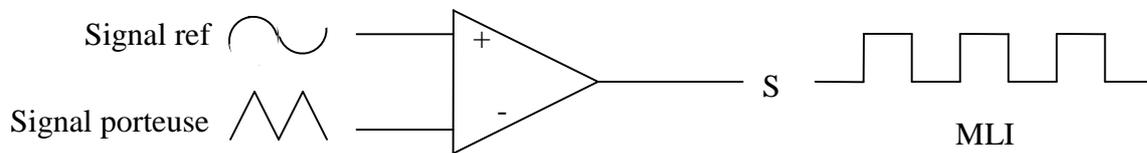


Figure (I.10) : Comparateur à deux seuils.

I.6 Résultats de la simulation

Les différents résultats de simulation obtenus, figure (I.11), donnent une idée favorable du comportement du modèle de la machine asynchrone, et cela pour un échelon de tension de 326v max par phase.

Les courants statoriques présentent la même forme, le couple présente quant à lui la même ondulation en régime transitoire, la présence des harmoniques est une conséquence de la commutation des bras de l'onduleur commandé par un signal MLI. La reconstitution du flux est jugée très acceptable. La figure (I.12) illustre les mêmes résultats de simulation dans le cas où la machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré, de 380v entre phase. On constate que les courbes ont les mêmes allures que celle présentées précédemment. Avec un même temps d'établissement de 0.1 s pour toutes les grandeurs.

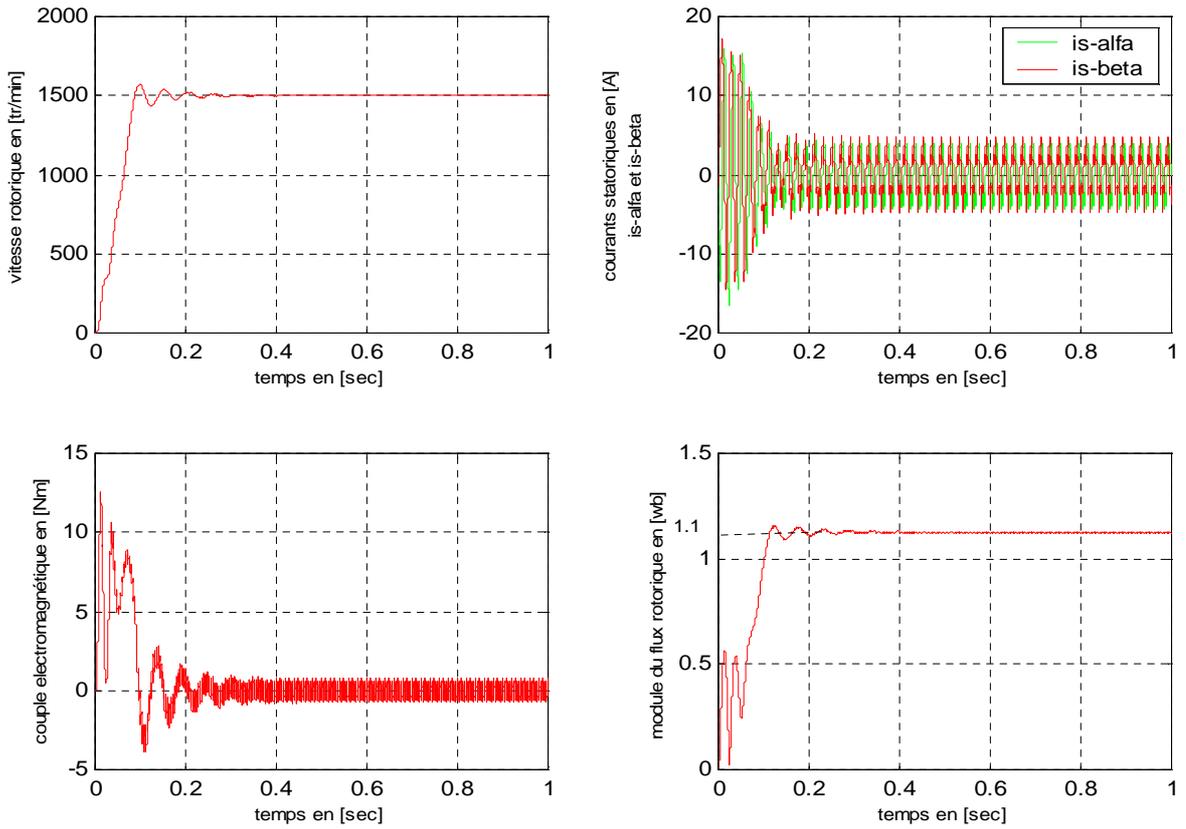


Figure (I.11) : Simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur.

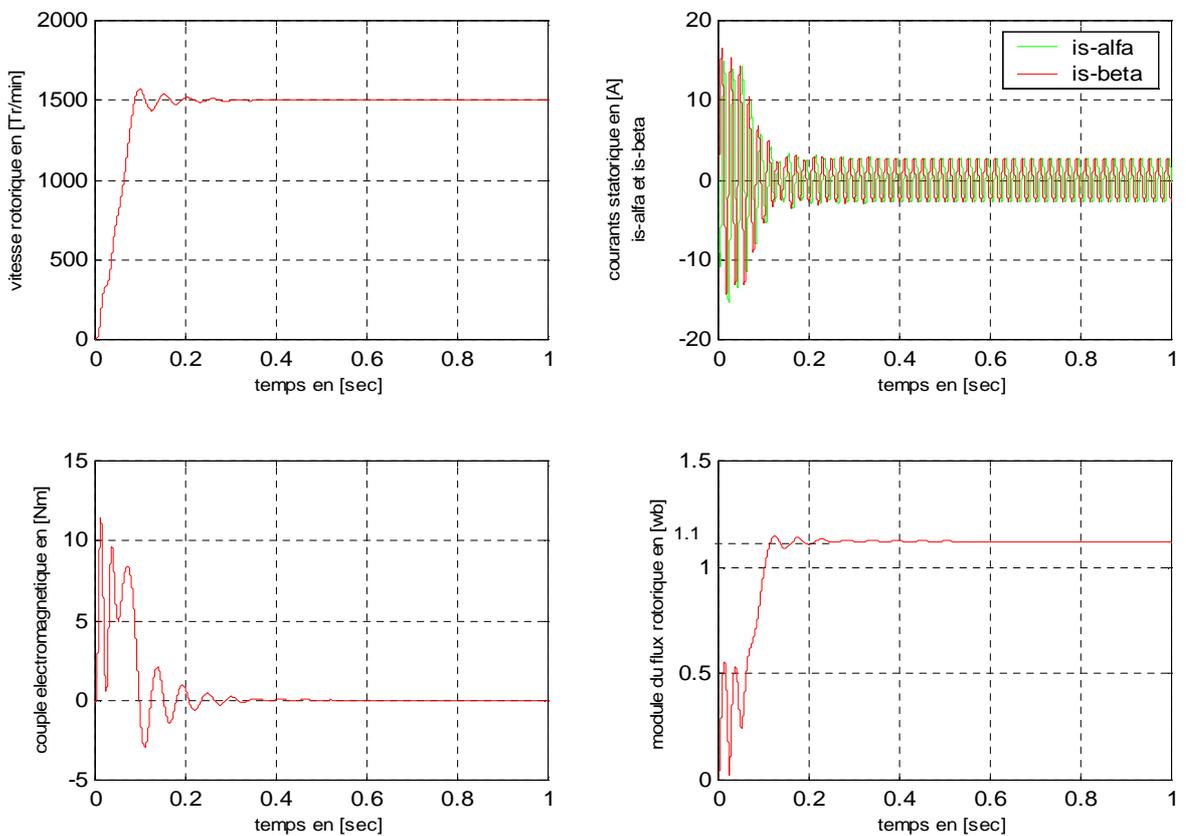


Figure (I.12) : Simulation de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasée.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la transformation de grandeurs triphasées en grandeurs biphasées a été présentée. L'application de cette transformation à la machine asynchrone aboutit à un modèle diphasé de la machine.

Ce modèle associé à l'onduleur de tension a été simulé dans le but de prévoir son comportement dans le cas d'une commande en temps réel. Les résultats de simulation de la machine associée à l'onduleur sont jugés très appréciables. Ce qui conduit à la validité du modèle étudié.

CHAPITRE II

ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS DETERMINISTES ET STOCHASTIQUES

II.1 Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statique et dynamique doivent être élevées. Pour assurer le bon fonctionnement de la commande il faut se disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information peut exiger des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux captés. Dans ces conditions et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement ces capteurs doivent être supprimés. Pour remédier la technique d'automatique telle que les estimateurs et les observateurs des états (vitesse, flux) sont utilisées pour la reconstitution des variables dans les différentes structures de commandes dite performantes.

Ce chapitre est consacré à la simulation des observateurs déterministes et stochastiques en boucle ouverte.

II.2 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur d'état, observateur de Kubota, observateur basé sur le modèle de puissance de la machine asynchrone, observateur par mode glissant et observateur MRAS (model reference adaptive system).

II.2.1 Principe d'un observateur d'état

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la figure (II.1). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gain (G) permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [6], [7].

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur,
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie Y dont les composantes sont mesurables (courants, tensions).

Le vecteur de sortie Y est comparé au vecteur équivalent \hat{Y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi la variable ε_Y représente l'erreur d'observation, celle-ci est multipliée par une matrice G et injectée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états

estimés \hat{X} . Ainsi avec un bon choix de la matrice gain G on peut faire converger l'erreur ε_Y vers zéro.

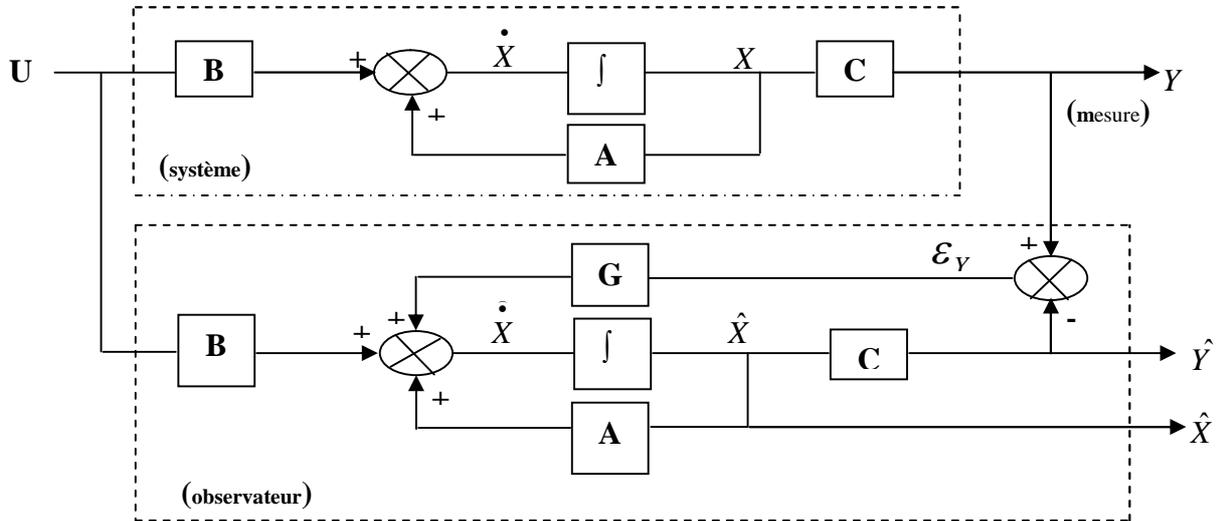


Figure (II.1) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

II.2.1.1 Observateur d'état d'ordre réduit

Cet observateur est conçu pour assurer le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique afin de réaliser leurs réglages séparément. L'observateur à concevoir sera défini à partir des équations de la machine définie dans le repère lié au stator [6].

Le système d'équations (I.40) devient alors :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\
 \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\
 \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\
 \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega \Phi_{r\alpha}
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

Pour simplifier les calculs de l'observateur nous proposons de nous limiter aux deux équations rotoriques qui permettront d'observer le flux rotorique. En remplaçant le flux rotorique par le courant magnétisant. On obtient :

$$\frac{di_{mr\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} i_{mr\alpha} - \omega i_{mr\beta}
 \tag{II.2}$$

$$\frac{di_{mr\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} i_{mr\beta} + \omega i_{mr\alpha}
 \tag{II.3}$$

Avec

$$i_{mr\alpha} = \frac{\Phi_{r\alpha}}{M}$$

$$i_{mr\beta} = \frac{\Phi_{r\beta}}{M}$$

En réalisant la même opération sur les équations statoriques et en utilisant les relations flux - courants, on peut exprimer les composantes des tensions statoriques en fonction des courants statorique et magnétisant :

$$V_{s\alpha} = Ri_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{M^2}{L_r} \left(\frac{-1}{T_r} i_{mr\alpha} - \omega i_{mr\beta} \right) \quad (\text{II.4})$$

$$V_{s\beta} = Ri_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{M^2}{L_r} \left(\frac{-1}{T_r} i_{mr\beta} + \omega i_{mr\alpha} \right) \quad (\text{II.5})$$

Le module du flux rotorique se calcul alors comme suit :

$$\hat{\Phi}_r = M \hat{i}_{mr} = M \sqrt{(\hat{i}_{mr\alpha})^2 + (\hat{i}_{mr\beta})^2} \quad (\text{II.6})$$

Et sa position peut être déterminé par :

$$\hat{\theta}_{\hat{\Phi}_r} = \hat{\theta}_{\hat{i}_{mr}} = \arctan \left(\frac{\hat{i}_{mr\beta}}{\hat{i}_{mr\alpha}} \right) \quad (\text{II.7})$$

II.2.1.2 Synthèse de l'observateur

L'observateur peut donc être écrit par les équations d'état suivantes : [6], [7]

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU_i + G(Y - \hat{Y}) \quad (\text{II.8})$$

$$\hat{Y} = DU_i + J\dot{\hat{U}}_i + C\hat{X} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; G = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 \\ -l_2 & l_1 \end{bmatrix} ; D = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} ; J = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix},$$

$$C = \frac{M^2}{L_r} \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ -\omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Dans notre cas l'observation est basée sur un modèle qui utilise les courants magnétisants i_{mra} et $i_{mr\beta}$ comme variable d'état, les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ étant les variables d'entrée. La correction de l'observateur se fait à partir des variables Y et \hat{Y} qui dépendent des vecteurs d'entrée et de sa dérivée.

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{mra} \\ \hat{i}_{mr\beta} \end{bmatrix} \quad U_i = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{V}_{s\alpha} \\ \hat{V}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

La figure (II.2) représente le schéma fonctionnel de l'observateur d'état d'ordre réduit.

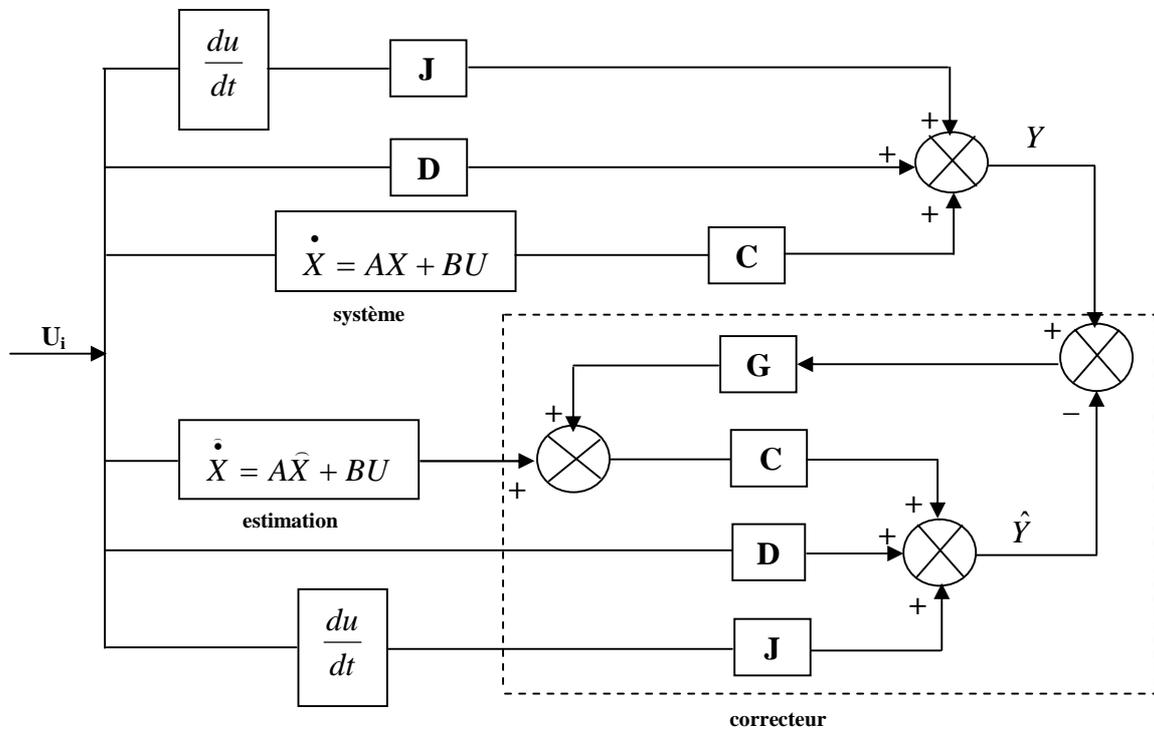


Figure (II.2) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état d'ordre réduit.

L'équation d'état du système peut être écrite de façon analogue, il vient :

$$\dot{X} = AX + BU_i \quad (II.11)$$

$$Y = DU_i + J\dot{U}_i + CX \quad (II.12)$$

De l'équation (II.12) on a :

$$CX = Y - DU_i - J\dot{U}_i \quad (II.13)$$

Posons :

$$Z = CX$$

L'équation (II.8) devient :

$$\dot{\hat{X}} = (A - GC)\hat{X} + BU_i + GZ \quad (\text{II.14})$$

Posons :

$$A - GC = A_{obs}$$

On aura :

$$\dot{\hat{X}} = A_{obs}\hat{X} + BU_i + GZ \quad (\text{II.15})$$

A_{obs} Définit la dynamique de l'observateur qui est choisie en fonction de la vitesse de convergence de l'erreur d'observation vers la valeur nulle.

Comme la matrice A est antisymétrique, la matrice G sera choisie de façon à garder cette caractéristique du système.

II.2.1.3 Détermination de la matrice G

L'équation caractéristique du système en boucle ouverte est donnée par :

$$\det|SI - A| = 0 \quad (\text{II.16})$$

Les pôles de cette équation sont donc :

$$P_{1BO} = -\frac{1}{T_r} + j\omega$$

$$P_{2BO} = -\frac{1}{T_r} - j\omega \quad (\text{II.17})$$

En boucle fermée on aura comme équation caractéristique :

$$\det|SI - A_{obs}| = 0 \quad (\text{II.18})$$

Les pôles de cette équation sont donc :

$$P_{1BF} = \lambda + j\gamma$$

$$P_{2BF} = \lambda - j\gamma \quad (\text{II.19})$$

La figure (II.3) illustre le lieu géométrique des racines de la matrice A_{obs}

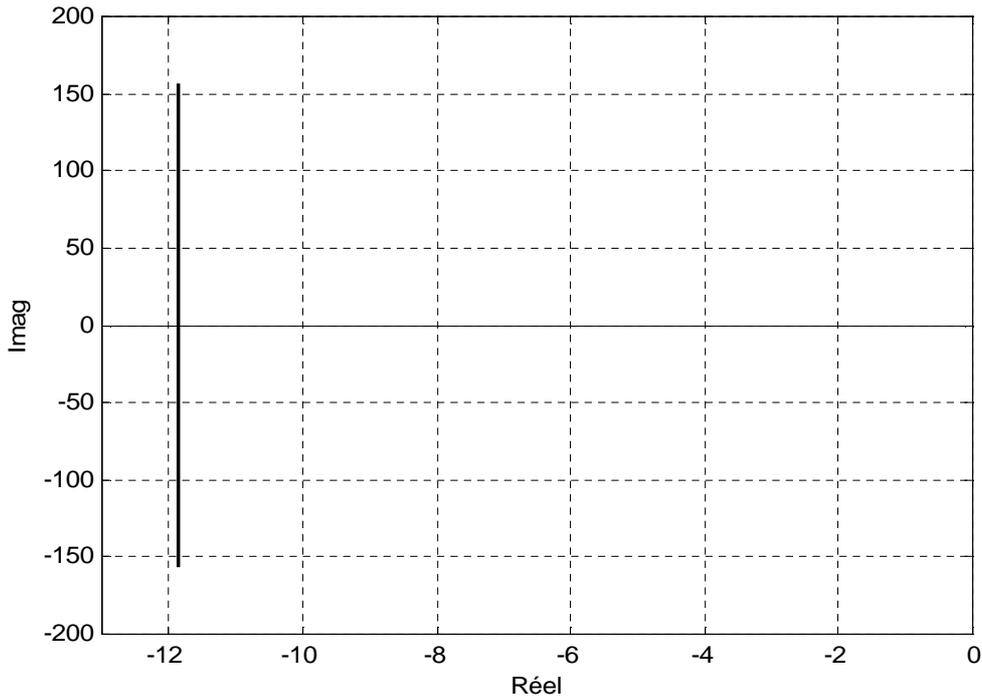


Figure (II.3) : Lieu des racines de la matrice A_{obs} .

On choisit la dynamique de l'observateur par la méthode d'imposition des pôles en fixant les valeurs de λ et γ .

Les termes diagonaux de la matrice G prennent la valeur $l_1 = \lambda$, par contre les termes anti-diagonaux doivent changer de signe avec la vitesse $l_2 = \gamma \cdot \text{sign}(\omega)$ [6]. Dans notre cas $l_{10} = 12,75 \cdot 10^{-7}$ et $l_{20} = 0.01$.

Dans le cas où la vitesse ω n'est pas mesurable. Elle est remplacée par sa valeur estimée $\hat{\omega}$ qui est dans notre cas issue d'un estimateur de vitesse. La suppression du capteur de vitesse ne facilite pas la détermination de la matrice G , elle est donc calculée par une méthode empirique [6].

II.2.1.4 Estimation de la vitesse

Comme nous l'avons vu, l'observateur d'état de flux rotorique nécessite la mesure de la vitesse de rotation. Nous pouvons employer l'équation du couple électromagnétique (I.34) et (I.38) pour modéliser un estimateur de vitesse à partir des courants statoriques et du flux rotorique [8].

$$C_e = J \frac{d\omega}{dt} + C_{cst} + f\omega \tag{II.20}$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \tag{II.21}$$

La vitesse estimée est introduite dans l'estimateur du flux rotorique à la place de la vitesse mesurée, figure (II.4).

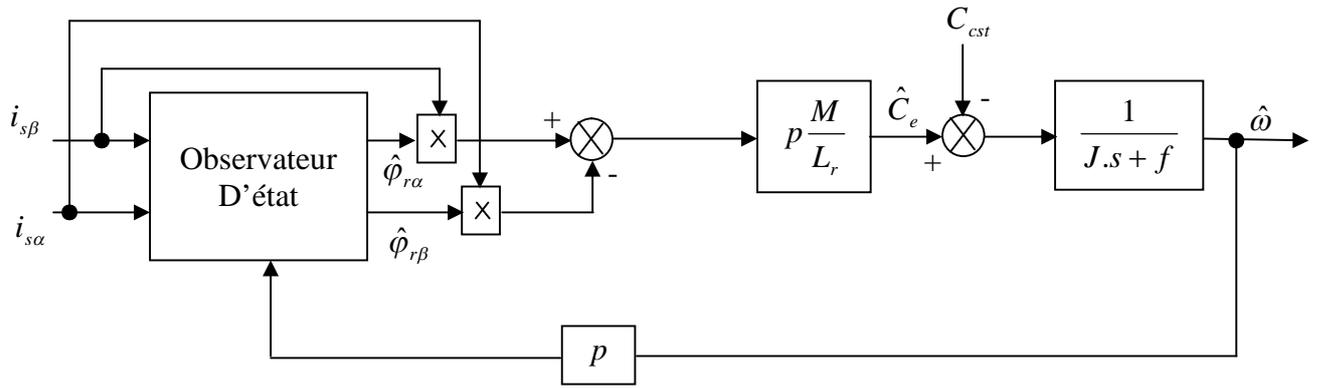


Figure (II.4) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l’aide d’un modèle mécanique et l’observateur du flux rotorique.

II.2.1.5 Résultats de simulation

La figure (II.5) montre la réponse du flux rotorique ainsi que l’erreur d’observation pour un fonctionnement à 1500 tr/min, on constate que l’erreur d’observation du flux tend vers zéro. Sur la même figure on a illustré la vitesse estimée et son erreur d’estimation, on voit bien que l’erreur tend vers zéro en régime permanent à vide. A partir de ces résultats on peut justifier la robustesse de l’observateur du flux et de l’estimateur de vitesse, la figure (II.6) illustre le couple électromagnétique et son erreur d’estimation, les deux composantes du flux rotorique, ces dernières sont bien en quadrature.

Sur la figure (II.7), on constate que l’erreur d’observation du flux rotorique tend vers zéro en régime permanent à partir de l’instant d’application d’une demi charge, par contre le comportement dynamique et statique s’avère satisfaisant en vitesse. Effectivement l’estimation du couple représentée sur la figure (II.8) demeure satisfaisante. Lorsqu’on applique la charge nominale, l’observateur du flux ne perd pas sa robustesse. L’estimateur de vitesse basé sur le modèle mécanique ne présente aucune erreur en régime permanent et en pleine charge comme le montre la figure (II.9). Le couple développé, issu de l’observateur du flux et l’estimateur de vitesse ne présente également aucune erreur en régime permanent, figure (II.10).

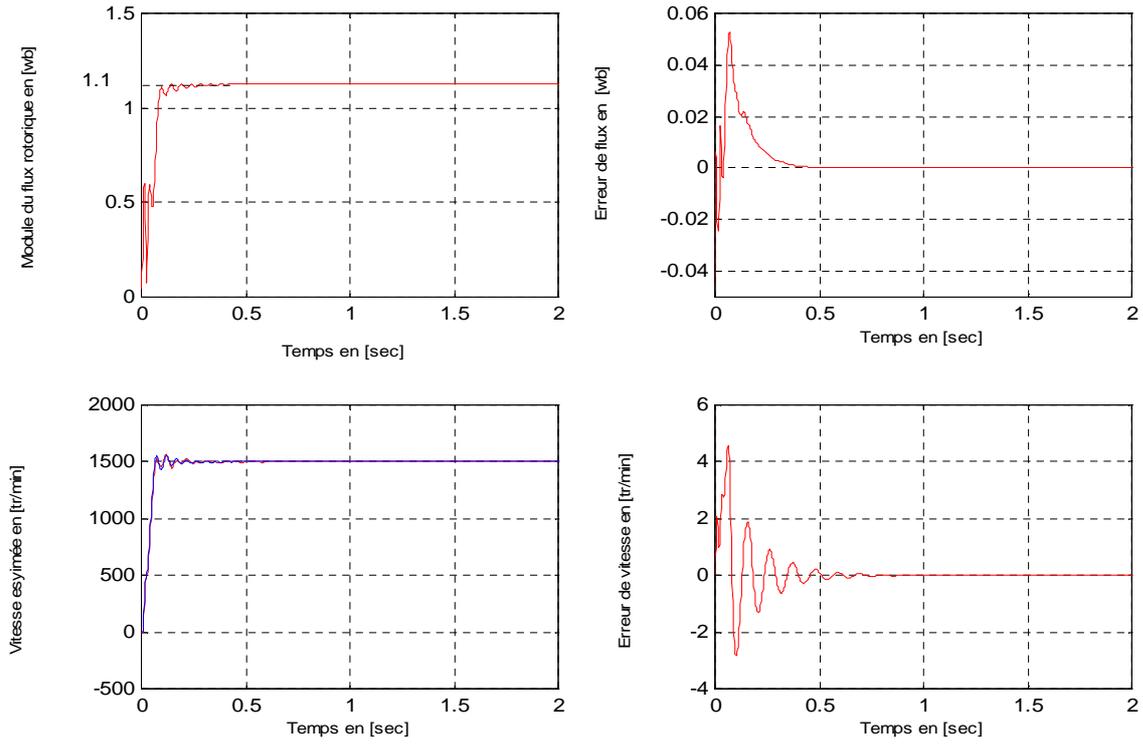


Figure (II.5) : Résultat de simulation du flux observé et son erreur d'observation et la vitesse estimée et son erreur d'estimation.

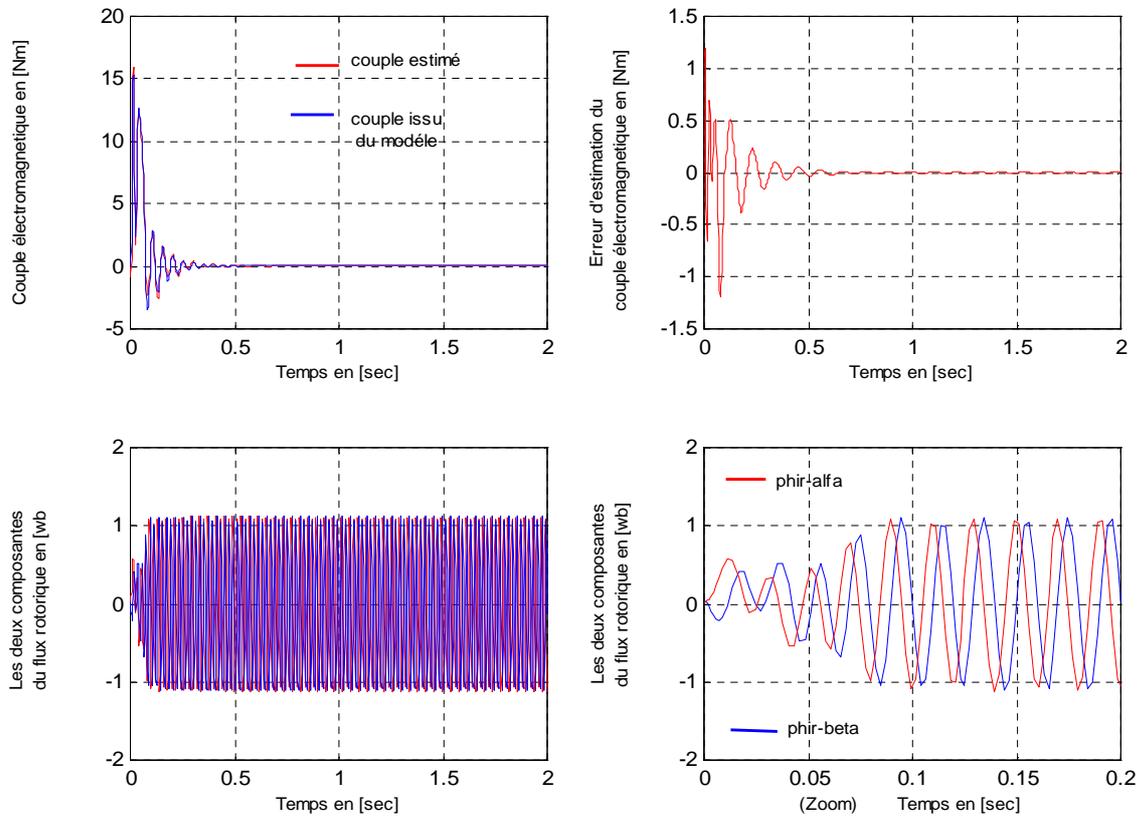


Figure (II.6) : Résultat de simulation du couple électromagnétique et son erreur d'estimation, les deux composantes du flux rotorique.

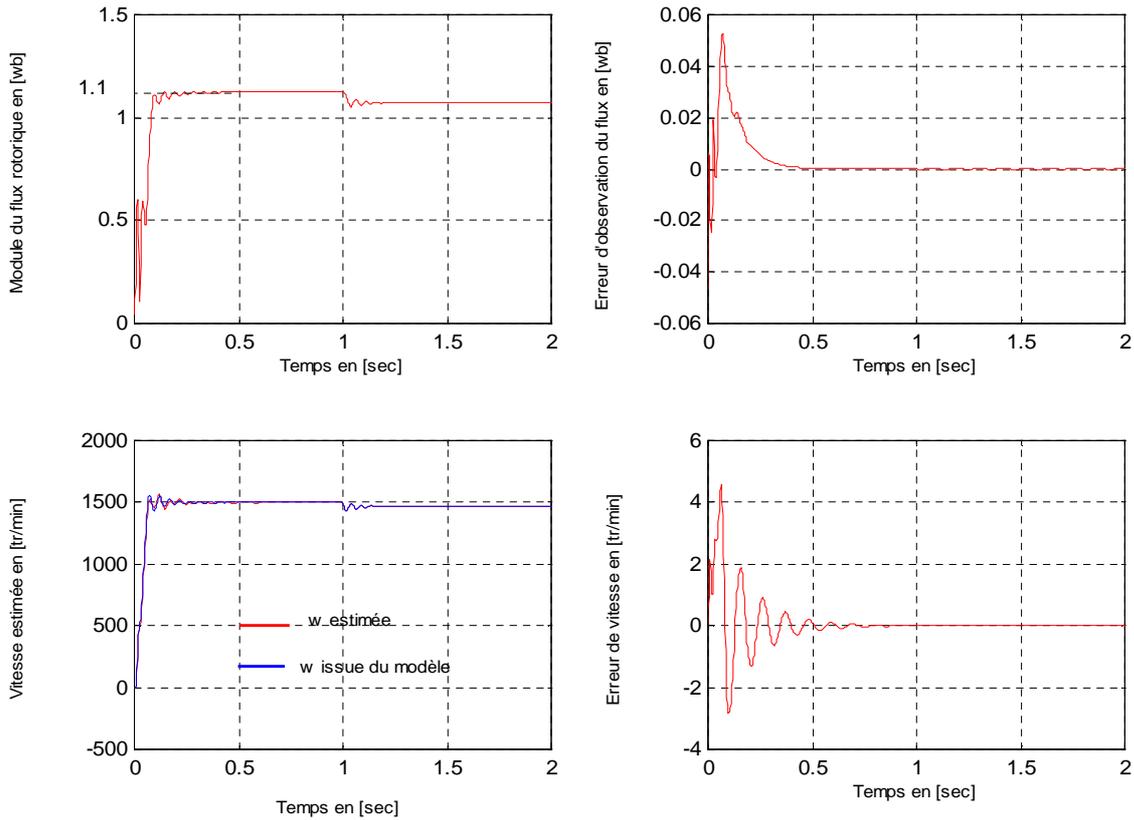


Figure (II.7) : Résultat de simulation du flux observé et son erreur d'observation et la vitesse estimée et son erreur d'estimation. Demi charge appliquée à $t= 1s$.

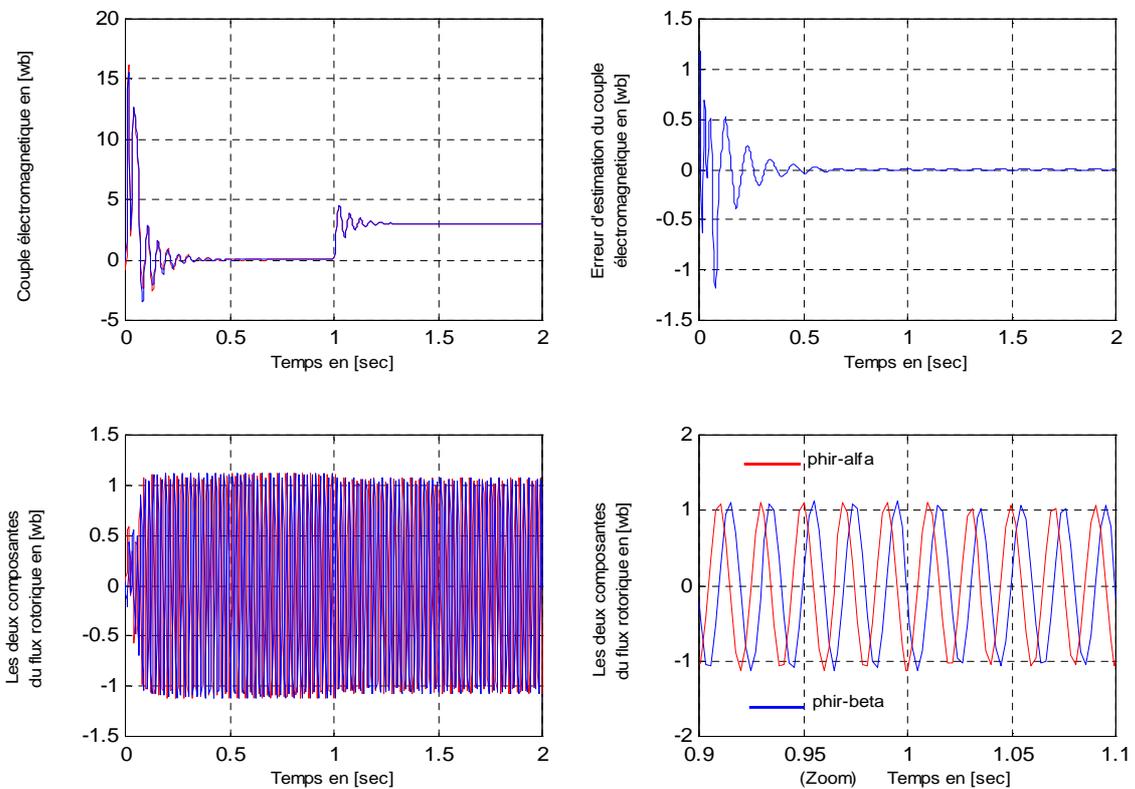


Figure (II.8) : Résultat de simulation du couple électromagnétique et son erreur d'estimation, les deux composantes du flux rotorique, demi charge appliquée à $t= 1s$.

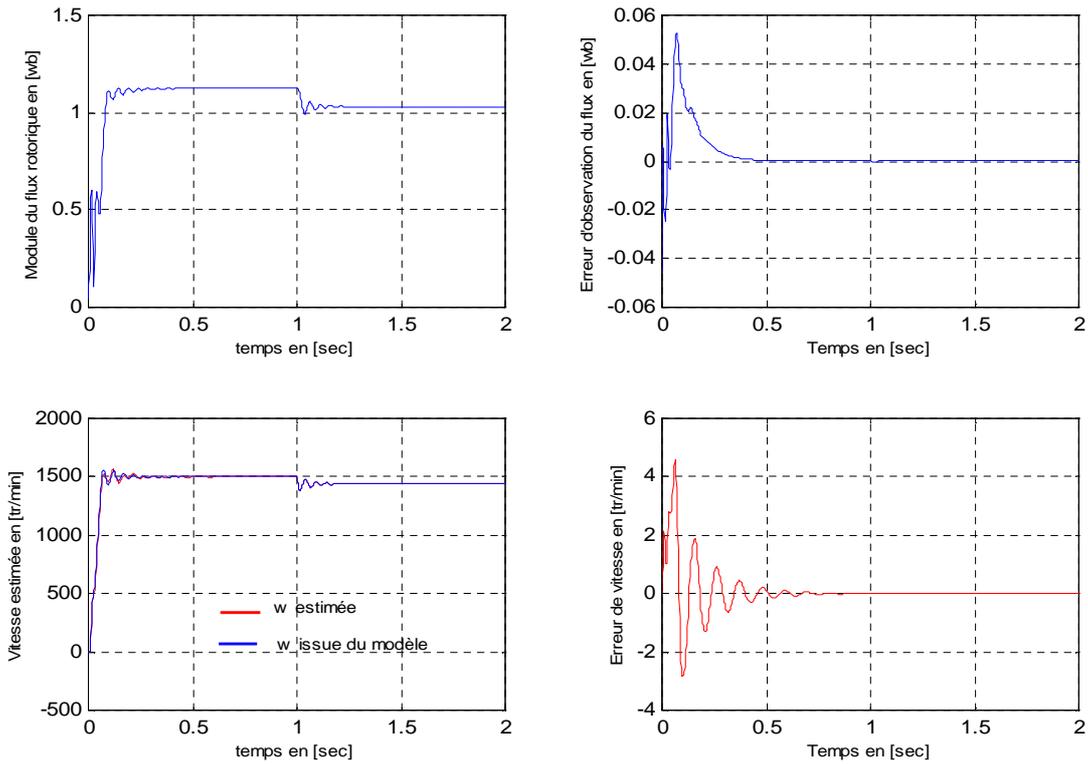


Figure (II.9) : Résultat de simulation du flux observé et son erreur d’observation et La vitesse estimée et son erreur d’estimation. Charge nominale appliquée à $t = 1$ s.

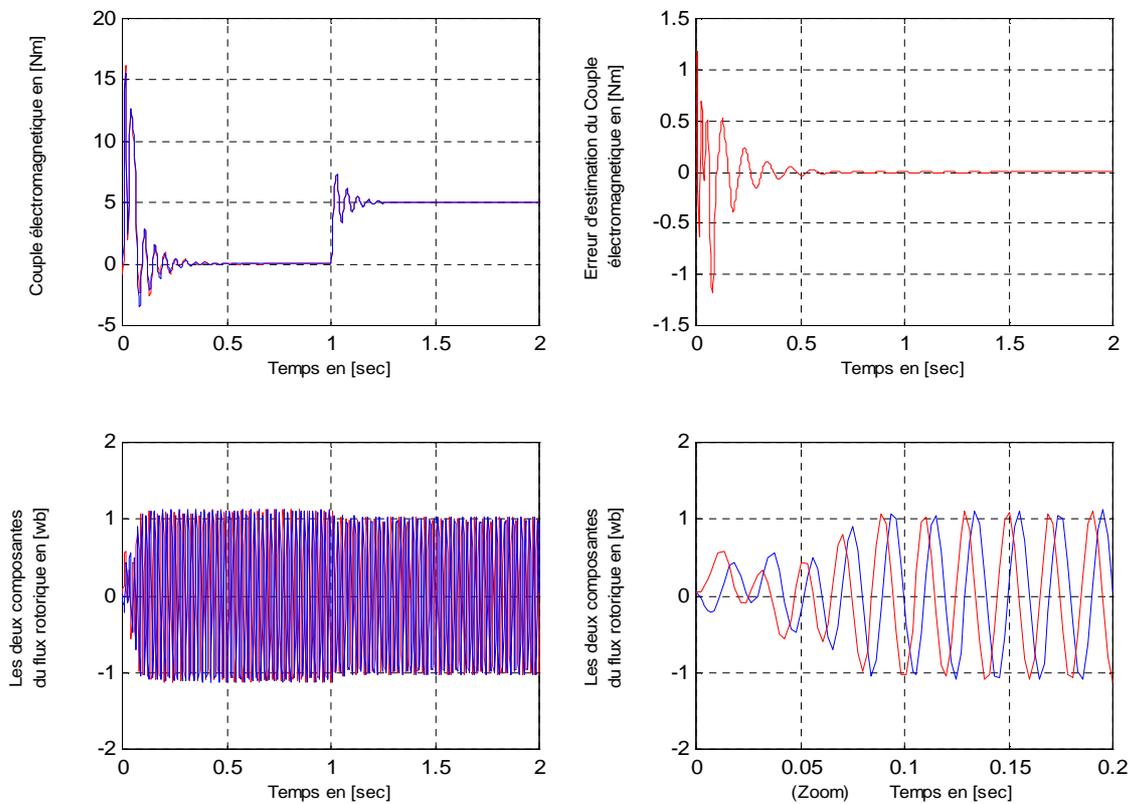


Figure (II.10) : Résultat de simulation du couple électromagnétique et son erreur d’estimation, les deux composantes du flux rotorique, charge nominale appliquée à $t = 1$ s.

II.2.2 Estimation de la vitesse par la méthode de Kubota

Les auteurs de cette méthode, proposent une estimation de la vitesse rotorique de la machine asynchrone, basée sur la théorie de la commande adaptative figure (II .11). Pour se faire, considérons seulement les quatre équations du modèle de la machine données par le système d'équations (I.41), et supposons que seuls les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont mesurés.

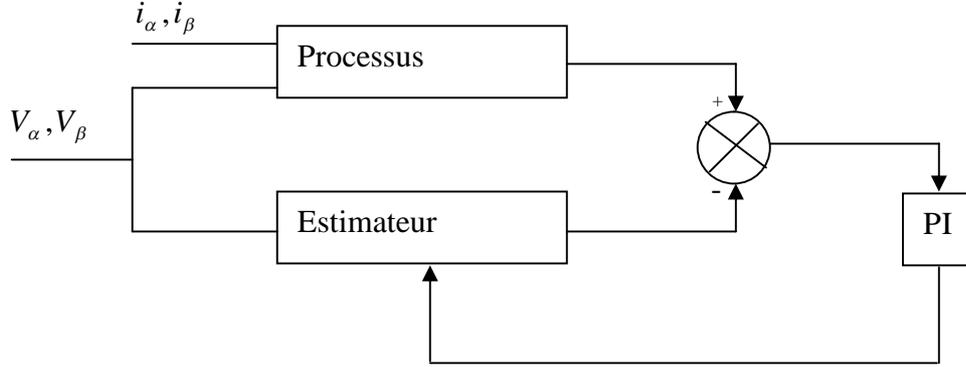


Figure (II.11) : Schéma de principe de la commande adaptatif.

Posons

$$[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}] = [x_1, x_2, x_3, x_4] \tag{II.22}$$

Et soit $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4$ les estimées respectives de x_1, x_2, x_3, x_4 alors l'observateur n'est qu'une image du système original auquel on ajoute des gains correcteurs. L'observateur est donné par le système suivant : [9], [10]

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= -a_1 \cdot \hat{x}_1 + a_2 \cdot \hat{x}_3 + p \cdot a_2 T_r \cdot \omega(t) \cdot \hat{x}_4 + b \cdot v_{s\alpha} + g_1(\hat{x}_1 - x_1) - g_2(\hat{x}_2 - x_2) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -a_1 \hat{x}_2 + a_2 \cdot \hat{x}_4 - p a_2 T_r \cdot \omega(t) \cdot \hat{x}_3 + b \cdot v_{s\beta} + g_2(\hat{x}_1 - x_1) + g_1(\hat{x}_2 - x_2) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= a_4 \cdot \hat{x}_1 - a_5 \hat{x}_3 - p \cdot \omega(t) \cdot \hat{x}_4 + g_3(\hat{x}_1 - x_1) - g_4(\hat{x}_2 - x_2) \\ \dot{\hat{x}}_4 &= a_4 \cdot \hat{x}_2 - a_5 \cdot \hat{x}_4 + p \cdot \omega(t) \cdot \hat{x}_3 + g_4(\hat{x}_1 - x_1) + g_3(\hat{x}_2 - x_2) \end{aligned} \right\} \tag{II.23}$$

Le système (II.23) peut être écrit sous forme d'état suivante :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega) \cdot \hat{X} + B \cdot U + G_k \cdot e_{is} \tag{II.24}$$

Avec

$$e_{is} = [(\hat{x}_1 - x_1) \quad (\hat{x}_2 - x_2)]^T$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & p a_2 T_r \omega \\ 0 & -a_1 & -p \cdot K \cdot \omega & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -p \cdot \omega \\ 0 & a_4 & p \cdot \omega & -a_5 \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

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

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

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\omega}).\hat{X} + B.U + G_k.e_{is} \quad (\text{II.26})$$

Avec

$$A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & p.K.\hat{\omega} \\ 0 & -a_1 & -pa_2T_r\hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -p.\hat{\omega} \\ 0 & a_4 & p.\hat{\omega} & -a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

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

$$\dot{\hat{X}} - \dot{X} = (A(\hat{\omega}).\hat{X} - A(\omega).X) + G_k.e_{is} \quad (\text{II.28})$$

Or les matrices $A(\hat{\omega})$ et $A(\omega)$ peuvent être décomposées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} A(\hat{\omega}) &= A_1 + A_2.\hat{\omega} \\ A(\omega) &= A_1 + A_2.\omega \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

Avec

$$A_1 = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & 0 \\ 0 & -a_1 & 0 & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & 0 \\ 0 & a_4 & 0 & -a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & pa_2T_r \\ 0 & 0 & -pa_2T_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Posons : $\dot{e} = \dot{\hat{X}} - \dot{X}$, $e = \hat{X} - X$, $\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega$, $\Delta A_2 = \Delta\omega.A_2$

On obtient :

$$\dot{e} = (A_1 + G_k.C).e - \Delta A_2.\hat{X} \quad (\text{II.32})$$

Avec

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$\Delta A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & pa_2 T_r \cdot \Delta\omega \\ 0 & 0 & -pa_2 T_r \cdot \Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \cdot \Delta\omega \\ 0 & 0 & p \cdot \Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Considérons la fonction de Lyapunov donnée par [13] :

$$V = e^T \cdot e + \frac{1}{\lambda} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{II.35})$$

Donc

$$\dot{V} = e^T \left\{ (A_1 + G_k \cdot C)^T \cdot e + (A_1 + G_k \cdot C) \right\} e - 2a_2 T_r \cdot \Delta\omega (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) + \frac{2}{\lambda} \cdot 2\Delta\omega \cdot \dot{\omega} \quad (\text{II.36})$$

Avec : $e_1 = \hat{x}_1 - x_1$ et $e_2 = \hat{x}_2 - x_2$

A partir de l'équation (II.36) on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième terme. On obtient :

$$\dot{\omega} = -\lambda_k \cdot a_2 T_r (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) \quad (\text{II.37})$$

Avec

λ_k : constante positive.

II.2.2.1 Détermination de la matrice G_k

Les éléments de la matrice G_k sont choisis de façon à ce que le premier terme de l'équation (II.36) soit semi-défini négatif.

$$\dot{V} = e^T \left\{ (A_1 + G_k \cdot C)^T \cdot e + (A_1 + G_k \cdot C) \right\} e \leq 0 \quad (\text{II.38})$$

$$(A_1 + G_k \cdot C) = \begin{bmatrix} -a_1 + g_1 & -g_2 & a_5 \cdot a_3 & p \cdot a_3 \cdot \omega \\ g_2 & -a_1 + g_1 & -p \cdot a_3 \cdot \omega & a_5 \cdot a_3 \\ a_4 + g_3 & -g_4 & -a_5 & -p \cdot \omega \\ g_4 & a_4 + g_3 & p \cdot \omega & -a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$(A_1 + G_k \cdot C)^T = \begin{bmatrix} -a_1 + g_1 & g_2 & a_4 + g_3 & g_4 \\ -g_2 & -a_1 + g_1 & -g_4 & a_4 + g_3 \\ a_5 \cdot a_3 & -p \cdot a_3 \cdot \omega & -a_5 & p \cdot \omega \\ p \cdot a_3 \cdot \omega & a_5 \cdot a_3 & -p \cdot \omega & -a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$(A_1 + G_k.C) + (A_1 + G_k.C)^T = \begin{bmatrix} 2(-a_1 + g_1) & 0 & (a_5.a_3 + a_4 + g_3) & (p.a_3.\omega + g_4) \\ 0 & 2(-a_1 + g_1) & -(p.a_3.\omega + g_4) & (a_5.a_3 + a_4 + g_3) \\ (a_5.a_3 + a_4 + g_3) & (-p.a_3.\omega - g_4) & -2a_5 & 0 \\ (p.a_3.\omega + g_4) & (a_5.a_3 + a_4 + g_3) & 0 & -2a_5 \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{aligned} g_1 &= (1-k).a_1 = (1-k) \left(\frac{R_s}{\sigma.L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma.Tr} \right) \\ g_2 &= \hat{\omega}(1-k) \\ g_3 &= (1-k)(a_3.a_5 + a_4) = (1-k) \left(\frac{M}{T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma.M.T_r} \right) \\ g_4 &= -\hat{\omega}(1-k).(p.a_3) = -p\hat{\omega}(1-k) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma.M} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

La loi d'adaptation (II.37) est établie pour une vitesse constante [9], les auteurs de cette méthode d'adaptation proposent le PI suivant :

$$\hat{\omega} = K_p (e_1 \hat{x}_4 - e_2 \hat{x}_3) + K_i \int (e_1 \hat{x}_4 - e_2 \hat{x}_3) dt \quad (\text{II.42})$$

II.2.2.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation ont été obtenus pour $K_p = 0,04$, $K_i = 25,8$ et $k = 4$. La figure (II.12) montre les courant statoriques estimés $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ ainsi que le module du courant statorique estimé et son erreur d'estimation. Les flux rotorique estimés $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{r\beta}$ ainsi que le module du flux rotorique et l'erreur sur son estimation sont montrés sur la figure (II.13). La figure (II.14) illustre la vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation. On remarque une erreur statique non importante sur les différentes réponses, par conséquent les résultats de simulation obtenus s'avèrent satisfaisants. En interprétant ces résultats, on peut dire, qu'en boucle ouverte, l'observation du flux et l'estimation de la vitesse issues par la méthode de Kubota, sont satisfaisantes même en appliquant une charge nominale.

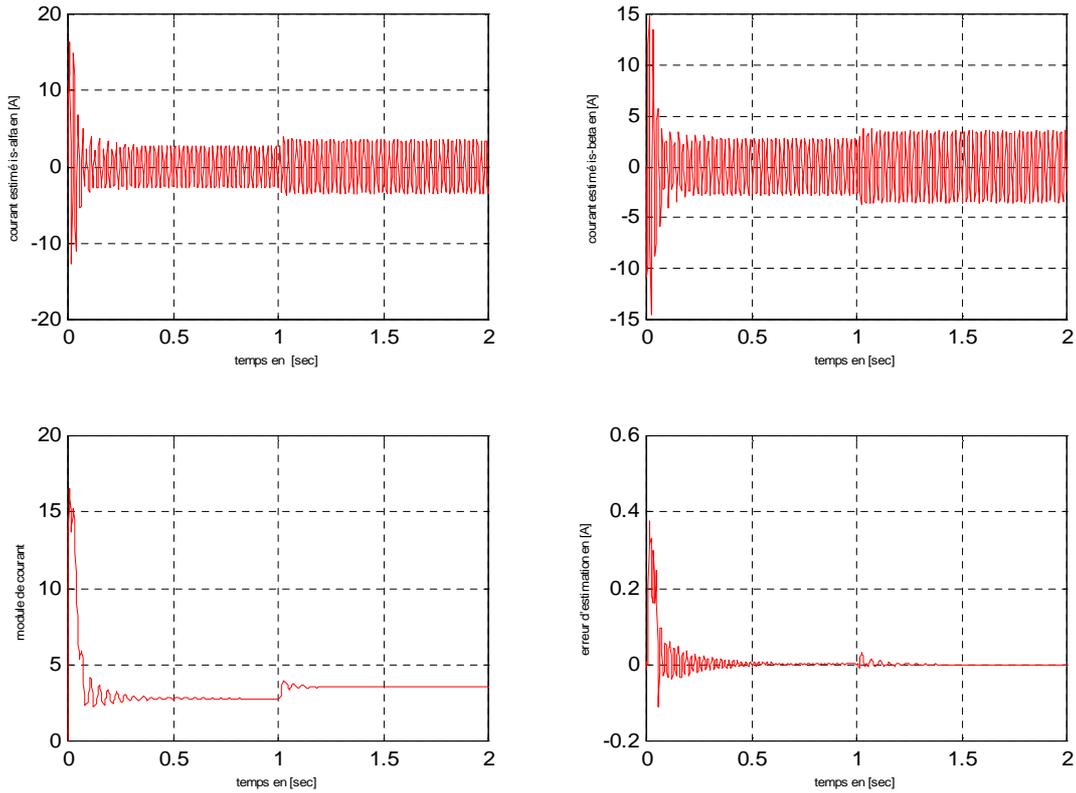


Figure (II.12) : Simulation des courants statoriques estimés $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$.

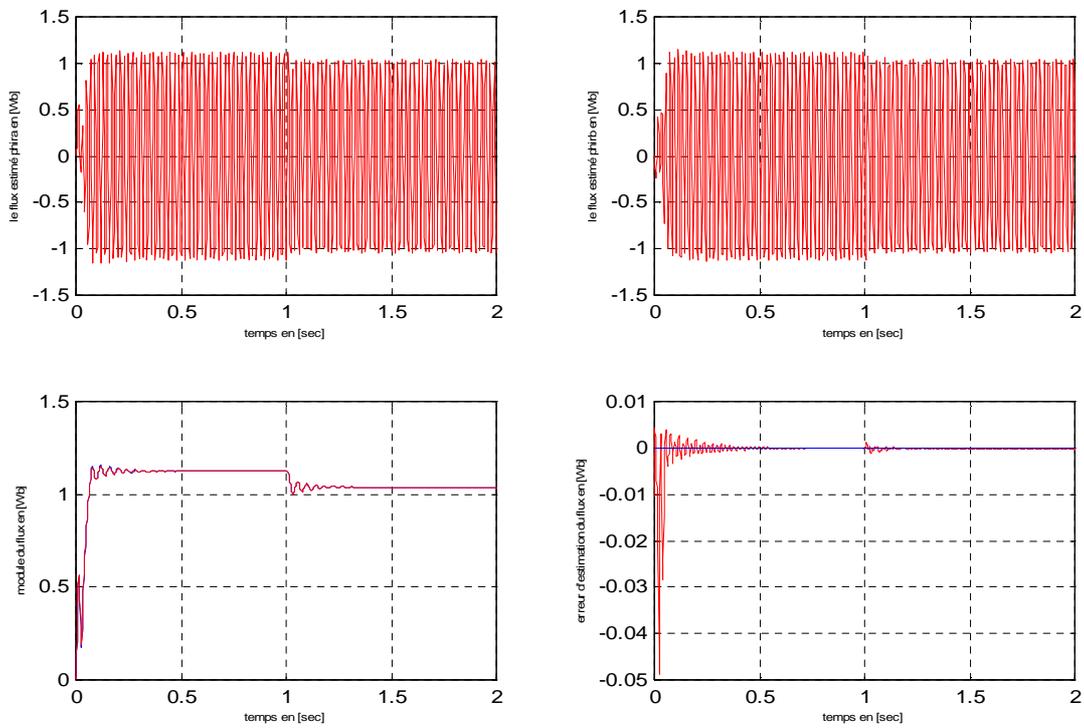


Figure (II.13) : Simulation des flux rotoriques estimés $\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$, le module et son erreur d'estimation.

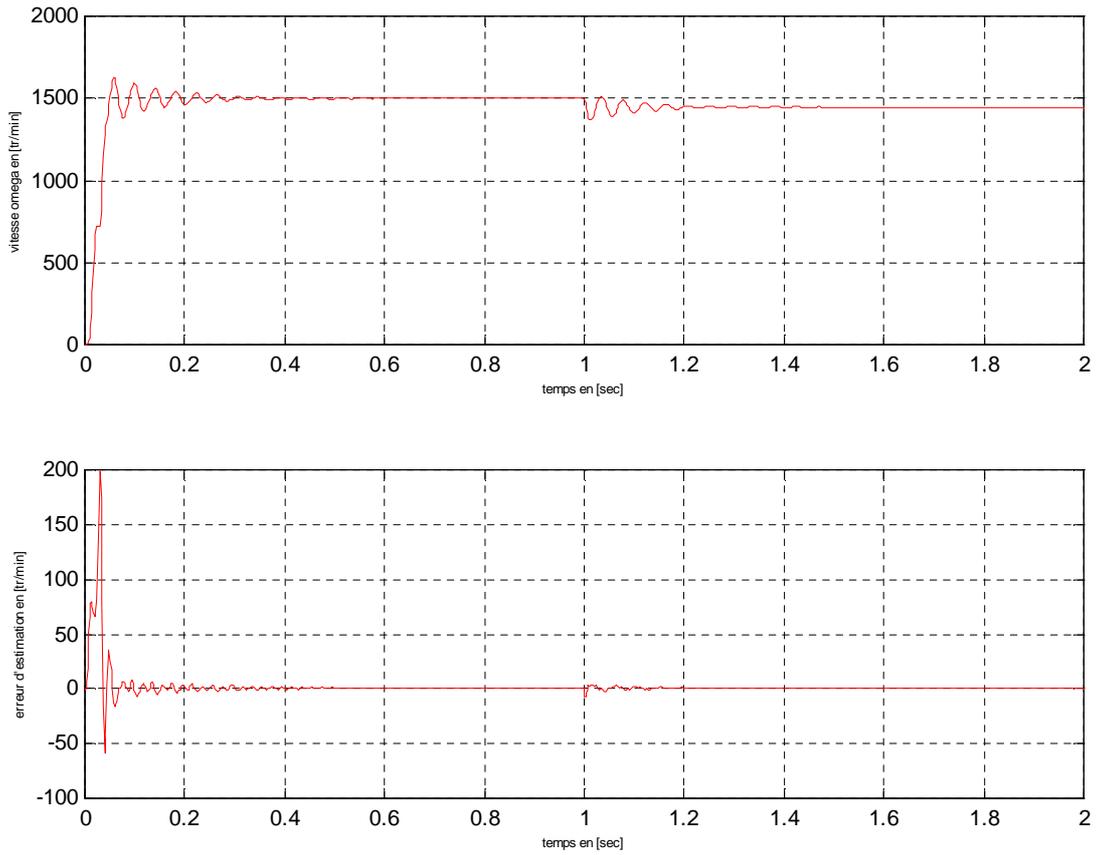


Figure (II.14) : Simulation de la vitesse rotorique estimée $\hat{\omega}$ et son erreur d'estimation.

II.2.3 Observateur de flux par mode glissant

Notre objectif est de stabiliser les dynamiques d'erreur, ceci, en respectant la méthodologie suivante proposée par [10] :

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

La machine peut être représentée sous la forme d'état donnée par (I.42):

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = H(X) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Où $X \in R^n$ est le vecteur d'état, $U \in R^m$ est la commande, $Y \in R^r$ le vecteur de sortie,

On suppose que notre système (II.43) est commandable et observable. Définissons l'observateur par mode glissant suivant :

$$\dot{\hat{X}} = f(\hat{X}, U) + G_g \cdot I_{sg} \quad (\text{II.44})$$

Où :

$\hat{X} \in R^n$ Est l'estimation de X .

$G_g \in R^n \times R^r$ Est la matrice gain de l'observateur, cette matrice doit être synthétiser de façon à stabiliser l'erreur $\tilde{X} = X - \hat{X}$

I_{sg} : Vecteur de dimension $r \times 1$

$$I_{sg} = \text{sign}(s) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_r)]^T \quad (\text{II.45})$$

Avec

$$S = \Gamma \cdot [Y - C(\hat{X})] = [s_1, s_2, \dots, s_r]^T \quad (\text{II.46})$$

Où

Γ : est une matrice $n \times r$

Définissons aussi la surface (S') de dimension $n - r$ telle que :

$$S' = \left\{ \tilde{x} \in R^n /_{s(\tilde{x})=0} \right\} \quad (\text{II.47})$$

On note que $\Gamma(s')$ peut être interprété comme étant l'intersection des (r) surfaces de glissement S_i , $i \in \{1, \dots, r\}$; la procédure de base de la synthèse d'un observateur par mode de glissement consiste en deux étapes:

- Synthétiser la surface S' telle que les trajectoires d'erreurs, convergent vers des dynamiques d'estimations désirées stables.
- Déterminer la matrice gain (G_g) de l'observateur pour ramener \tilde{X} vers S' (attractivité) et le maintenir sur cette surface pour glisser vers l'origine (invariance).

La surface (S') est attractive si et seulement si $S_i \cdot \dot{S}_i < 0 / i \in \{1, \dots, r\}$; cette condition définit la région dans laquelle le mode de glissement existe. Pendant le glissement, les dynamiques de l'erreur d'estimation sont réduites de l'ordre n à l'ordre $(n - r)$ (système équivalent d'ordre réduit [11]; [12]).

Supposons que :

$$Y = H(X) = C.X \tag{II.48}$$

Il vient :

$$S = \Gamma[CX - C\hat{X}] \tag{II.49}$$

$$\tilde{I}_{sg} = (\Gamma C G_g)^{-1} \Gamma C . [f(X, U) - f(\hat{X}, U)] \tag{II.50}$$

Avec $\Gamma C G \in R^{r \times r}$

La dynamique équivalente est donnée par :

$$\dot{\tilde{X}} = (I - G_g (\Gamma C G_g)^{-1} \Gamma C) [f(X, U) - f(\hat{X}, U)] \tag{II.51}$$

Avec :

$$\Gamma C \hat{X} = 0 \tag{II.52}$$

II.2.3.1 Synthèse de l'observateur de flux par mode de glissement

Considérons la vitesse $\omega(t)$ une fonction bornée et dont sa dérivée par rapport au temps $\dot{\omega}(t)$ et aussi bornée, et soit η_1 et η_2 paramètres positifs telle que :

$$\begin{aligned} |\omega(t)| &\leq \eta_1 \\ \left| \dot{\omega}(t) \right| &\leq \eta_2 \end{aligned} \tag{II.53}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_1 &= \gamma x_1 + \frac{K}{T_r} \hat{x}_3 + pK\omega(t)\hat{x}_4 + \alpha V_{s\alpha} + g_1 \cdot I_{sg} \\
 \dot{\hat{x}}_2 &= -\gamma x_2 + \frac{K}{T_r} \hat{x}_4 - pK\omega(t)\hat{x}_3 + \alpha V_{s\beta} + g_2 \cdot I_{sg} \\
 \dot{\hat{x}}_3 &= \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} \hat{x}_3 - p\omega(t)\hat{x}_4 + g_3 \cdot I_{sg} \\
 \dot{\hat{x}}_4 &= \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} \hat{x}_4 + p\omega(t)\hat{x}_3 + g_4 \cdot I_{sg}
 \end{aligned} \tag{II.54}$$

Avec :

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

$$\begin{aligned}
 g_j &= \begin{bmatrix} g_{j1} & g_{j2} \end{bmatrix} \\
 I_{sg} &= \begin{bmatrix} \text{sign}(S_3) \\ \text{sign}(S_4) \end{bmatrix} \\
 s_{ob} &= \begin{bmatrix} S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{II.55}$$

Avec $j \in \{1,2,3,4\}$

Et

$$\Gamma = \frac{1}{\beta(t)} \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & -p\omega(t)K \\ p\omega(t)K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \tag{II.56}$$

Avec :

$$\beta(t) = \left[\frac{K}{T_r} \right]^2 + p^2 K^2 \omega(t)^2 \tag{II.57}$$

Le choix de Γ est fait pour faciliter le calcul des gains de l'observateur, Les dynamiques de l'erreur d'estimation sont données par :

$$\dot{e}_i = x_j - \hat{x}_j \tag{II.58}$$

Donc

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_1 &= \frac{K}{T_r} e_3 + pK\omega(t) e_4 - g_1 I_{sg} \\
 \dot{e}_2 &= \frac{K}{T_r} e_4 - pK\omega(t) e_3 - g_2 I_{sg} \\
 \dot{e}_3 &= \frac{-1}{T_r} e_3 - p\omega(t) e_4 - g_3 I_{sg} \\
 \dot{e}_4 &= \frac{-1}{T_r} e_4 + p\omega(t) e_3 - g_4 I_{sg}
 \end{aligned} \tag{II.59}$$

Pour avoir l'attractivité de la surface de glissement, il faut déterminer g_1 et g_2 assurant $S_{ob} = 0$.

Alors g_3 et g_4 sont déterminés telle que le système d'ordre réduit obtenu quant $S_{ob} = \dot{S}_{ob}$ est localement stable. On obtient le résultat suivant:

Supposons que les variables d'état $x_3(t)$ et $x_4(t)$ sont bornés, considérons le système (II.59) avec les gains suivants [10] :

$$[g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \Delta$$

(II.60)

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

Où

$$\begin{aligned} \delta_1 &> \rho_3 + |\hat{x}_3| + a_{\max}|e_1| + b_{\max}|e_2| \\ \delta_2 &> \rho_4 + |\hat{x}_4| + b_{\max}|e_1| + a_{\max}|e_2| \end{aligned}$$

(II.61)

Avec :

$$\begin{aligned} a_{\max} &= 2T_r p^2 K \eta_1 \eta_2 \\ b_{\max} &= pT_r^2 \eta_2 \left(\frac{1}{K} + 2p^2 \eta_1^2 \right) \end{aligned}$$

(II.62)

$$|x_3(t)| \leq \rho_3 \quad ; \quad |x_4(t)| \leq \rho_4 \quad ; \quad q_1, q_2 > 0 \quad ; \quad \Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$$

- La surface de glissement est attractive et les erreurs $e_1(t)$ et $e_2(t)$ convergent vers zéro.
- La dynamique d'ordre réduit obtenue quant $S_{ob} = \dot{S}_{ob} \equiv 0$ est donnée par [12] :

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

(II.63)

Où $q_1, q_2 > 0$, ce qui correspond à une stabilité exponentielle de e_3 et e_4 , l'annexe illustre la preuve de ces deux résultats.

II.2.3.2 Estimateur de vitesse par mode de glissement

Considérons les dynamiques d'erreur de l'observateur de flux donné par l'équation (II.59) ce système peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\dot{e}(\omega) = A(\omega).e + G_g(\omega).I_{sg}(\omega)$$

(II.64)

Avec

$$\dot{e}(\omega) = \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ e_2 \\ \dot{e}_3 \\ e_4 \end{bmatrix}; \quad A(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K}{T_r} & p.K.\omega \\ 0 & 0 & -p.K.\omega & \frac{K}{T_r} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p.\omega \\ 0 & 0 & p.\omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad G_g(\omega) = \begin{bmatrix} a_1.\delta_1 & a_2.\omega.\delta_2 \\ -a_2.\omega.\delta_1 & a_2.\delta_2 \\ \left(q_1 - \frac{1}{T_r}\right).\delta_1 & -p.\omega.\delta_2 \\ p.\omega.\delta_1 & \left(q_2 - \frac{1}{T_r}\right).\delta_2 \end{bmatrix}$$

Supposons maintenant que la vitesse rotorique ω est remplacée par son estimée $\hat{\omega} = \omega - \Delta\omega$, le système (II.64) devient [10] :

$$\dot{e}(\hat{\omega}) = A(\hat{\omega}).e + G_g(\hat{\omega}).I_{sg}(\hat{\omega}) \quad (\text{II.65})$$

Avec

$$A(\hat{\omega}) = A(\omega) + \Delta A \quad (\text{II.66})$$

$$G_g(\hat{\omega}) = G_g(\omega) + \Delta G_g \quad (\text{II.67})$$

$$I_{sg} = \text{sign} \begin{bmatrix} S_3 + \frac{a_2.e_2.\Delta\omega}{\beta} \\ S_4 + \frac{a_2.e_1.\Delta\omega}{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

Et

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -p.K.\Delta\omega \\ 0 & 0 & p.K.\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p.\Delta\omega \\ 0 & 0 & -p.\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

$$\Delta G_g = \begin{bmatrix} 0 & -p.K.\Delta\omega.\delta_2 \\ p.K.\Delta\omega.\delta_1 & 0 \\ 0 & p.\Delta\omega.\delta_2 \\ -p.\Delta\omega.\delta_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

L'idée c'est d'appliquer le critère de stabilité de lyapunov pour voir la convergence de l'erreur vers zéro, pour cela on choisit la fonction de lyapunov de la forme suivante [10] :

$$v = \frac{1}{2} e \cdot e^T + \frac{1}{2\lambda} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{II.71})$$

La dérivée de l'équation (II.71) par- rapport au temps est :

$$\dot{v} = e^T \cdot \dot{e}(\hat{\omega}) + \frac{1}{\lambda} \Delta\omega \dot{\hat{\omega}} \quad (\text{II.72})$$

Remplaçons $\dot{e}(\hat{\omega})$ par sa valeur, alors l'équation (II.72) devient :

$$\dot{v} = e^T \left\{ (A(\omega) + \Delta A) \cdot e - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg}(\omega) \right\} + e^T \cdot G_g \cdot I_{sg} - e^T \cdot G_g \cdot I_{sg} + \frac{1}{\lambda} \Delta\omega \cdot \dot{\hat{\omega}}$$

Finalement on aura :

$$\dot{v} = e^T (A(\omega) \cdot e - G_g \cdot I_{sg}) + e^T (G_g \cdot I_{sg} - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg}(\omega)) + \frac{1}{\lambda} \Delta\omega \cdot \dot{\hat{\omega}} + e^T \cdot \Delta A \cdot e \quad (\text{II.73})$$

Avec

$$e^T \cdot \Delta A \cdot e = \Delta\omega \cdot \{ p \cdot K \cdot (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) \} + p \cdot K \cdot \Delta\omega (e_2 \cdot x_3 - e_1 \cdot x_4) \quad (\text{II.74})$$

On pose l'égalité suivante :

$$\frac{1}{\lambda} \Delta\omega \cdot \dot{\hat{\omega}} + \Delta\omega \cdot \{ p \cdot K (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) \} = 0 \quad (\text{II.75})$$

A partir de l'équation (II.75) et si $\Delta\omega \neq 0$ une loi d'adaptation pour la vitesse rotorique est déduite

$$\dot{\hat{\omega}} = -\lambda \cdot K \cdot p \cdot (e_1 \cdot \hat{x}_4 - e_2 \cdot \hat{x}_3) \quad (\text{II.76})$$

L'équation (II.73) devient alors :

$$\dot{v} = e^T \cdot e + e^T \cdot \{ G_g \cdot I_{sg} - (G_g + \Delta G_g) \cdot I_{sg}(\hat{\omega}) \} + p \cdot K \cdot \Delta\omega \cdot (e_2 \cdot x_3 - e_1 \cdot x_4) \quad (\text{II.77})$$

Le terme $e^T \cdot e$ étant défini négatif par les modes de glissement par conséquent, le système est globalement stable si et seulement si l'inéquation suivante est vérifiée.

$$e^T \cdot \{ G_g \cdot II - (G_g + \Delta G_g) \cdot II \} + p \cdot K \cdot \Delta\omega \cdot (e_2 \cdot x_3 - e_1 \cdot x_4) < 0 \quad (\text{II.78})$$

Cette inéquation représente le domaine de stabilité, donc il suffit de respecter cette condition pour que les erreurs e et $\Delta\omega$ convergent asymptotiquement vers zéro.

II.2.3.3 Résultats de simulation

La figure (II.15) illustre les deux composantes du flux rotorique ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$), ainsi que le module du flux rotorique estimé et son erreur d'estimation, on voit bien qu'en boucle ouverte, le flux rotorique n'est pas perturbé par l'introduction de la charge nominale appliquée à $t = 1$ s. Les résultats représentés sont satisfaisants. Sur la figure (II.16), on montre l'évolution de la vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation par rapport à la vitesse de simulation réelle issue du modèle, les surfaces de glissement convergent vers zéros, ce qui prouve la convergence de l'observateur du flux.

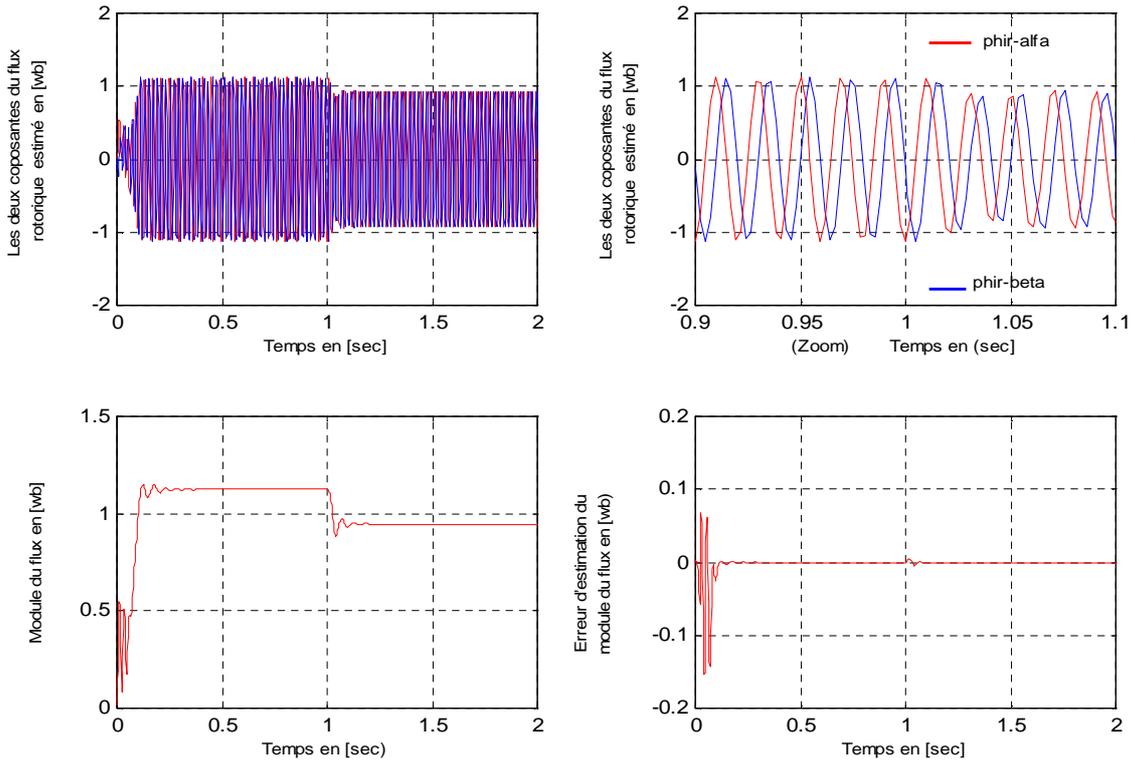


Figure (II.15) : Simulation des flux rotoriques ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$), le module du flux et son erreur d'observation.

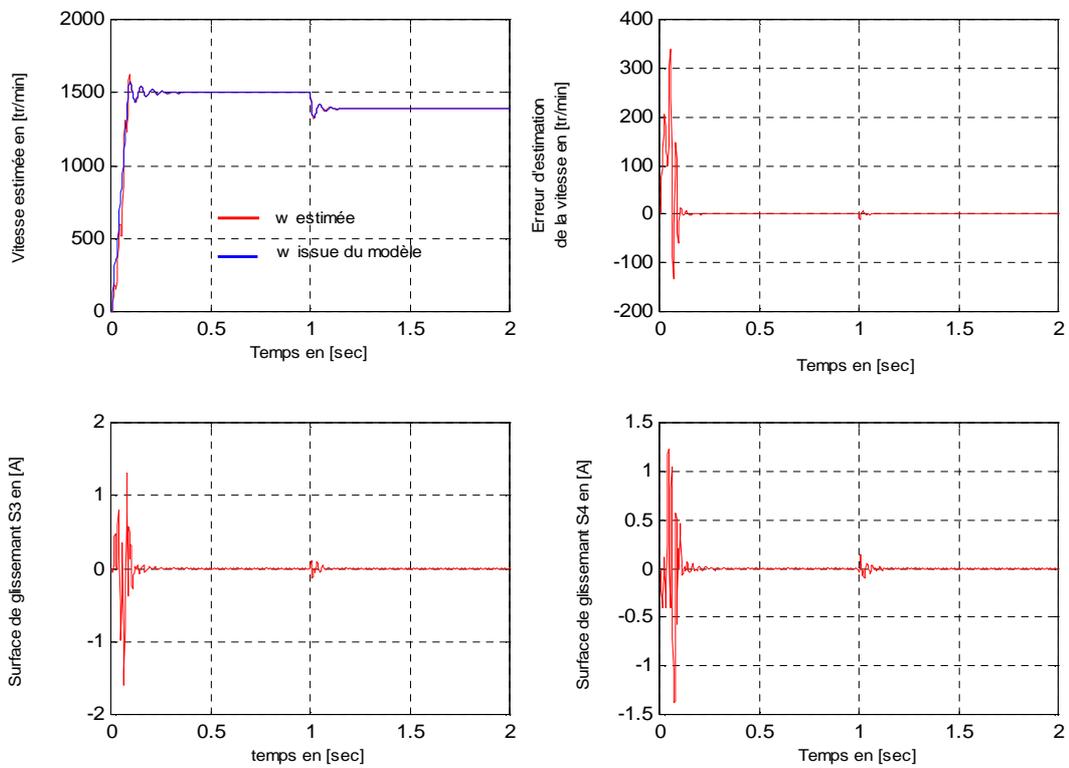


Figure (II.16) : Simulation de la vitesse estimée $\hat{\omega}$, flux et son erreur d'estimation, Illustration des surfaces de glissement (S3 , S4).

II.2.4 Estimation de la vitesse par un système utilisant un modèle de référence (MRAS)

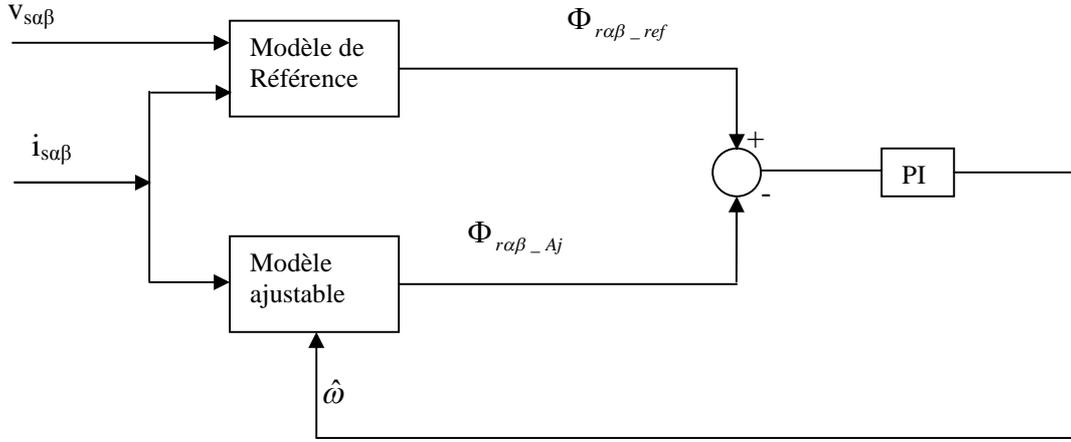


Figure (II.17) Structure de MRAS pour l’estimation de la vitesse rotorique.

Comme l’indique le schéma de la figure (II.17), cette méthode est basée sur le modèle de référence (généralement c’est un modèle de tension) qui ne dépend pas de la vitesse rotorique et qui fournit un certain flux de référence, le modèle ajustable, qui lui directement dépend de la vitesse (généralement c’est un modèle de courant), fournit un certain flux estimé, l’erreur entre ces deux modèles, injectée dans un correcteur de type PI, donne la vitesse rotorique. La stabilité globale de cet algorithme est montré, grâce au critère d’hyperstabilité de popov, la combinaison entre les équations (I.27 et (I.28) exprimées dans le repère lié au stator [8], [9], [10] donne :

Equation du modèle de référence

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{ra_ref} &= \frac{L_r}{M} \cdot \left(v_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \right) \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta_ref} &= \frac{L_r}{M} \cdot \left(v_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} \right) \end{aligned} \tag{II.79}$$

Equation du modèle ajustable

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{ra_aj} &= \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{ra_aj} - \omega \cdot \Phi_{r\beta_aj} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta_aj} &= \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\beta_aj} + \omega \cdot \Phi_{ra_aj} \end{aligned} \tag{II.80}$$

On suppose que la vitesse rotorique (ω) est constante, en la remplaçant par sa valeur estimée ($\hat{\omega}$) dans le modèle ajustable, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{ra_aj} &= \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \hat{\Phi}_{ra_aj} - \hat{\omega} \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj} \\ \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{r\beta_aj} &= \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj} + \hat{\omega} \cdot \hat{\Phi}_{ra_aj} \end{aligned} \tag{II.81}$$

La dynamique d'erreur entre les deux systèmes (II.80) et (II.81) est donc obtenue par :

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon_\alpha}{dt} &= \frac{-1}{T_r} \varepsilon_\alpha - \omega \cdot \varepsilon_\beta - (\omega - \hat{\omega}) \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj} \\ \frac{d\varepsilon_\beta}{dt} &= \frac{-1}{T_r} \varepsilon_\beta + \omega \cdot \varepsilon_\alpha + (\omega - \hat{\omega}) \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} \end{aligned} \quad (\text{II.82})$$

Avec : $\varepsilon_\alpha = (\Phi_{r\alpha_ref} - \hat{\Phi}_{r\alpha_aj})$; $\varepsilon_\beta = (\Phi_{r\beta_ref} - \hat{\Phi}_{r\beta_aj})$; $\varepsilon_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix}$

Le système (II.82) peut être écrit comme suit :

$$\frac{d\varepsilon_{\alpha\beta}}{dt} = A_\omega \cdot \varepsilon_{\alpha\beta} - C_\omega \quad (\text{II.83})$$

Avec

$$A_\omega = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} ; C_\omega = \begin{bmatrix} 0 & (\omega - \hat{\omega}) \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj} \\ -(\omega - \hat{\omega}) \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} & 0 \end{bmatrix}$$

En appliquant le critère de popov de l'hyperstabilité, la loi d'adaptation proposée par [9] est :

$$\hat{\omega} = f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{II.84})$$

Or le critère de popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T C_\omega dt \geq -\gamma_0^2 ; \forall t_1 \geq 0 \quad ; \quad (\text{II.85})$$

Où γ_0^2 constante positive. En utilisant la définition de $\hat{\omega}$, remplaçant ε et C_ω par leur valeurs, on obtient :

$$\int_0^{t_1} \left(\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj} & -\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} \end{bmatrix} \left[\omega - f_2(\varepsilon) - \int_0^t f_1(\varepsilon) d\tau \right] \right) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (\text{II.86})$$

Pour résoudre cette équation on peut utiliser la relation suivante [10] :

$$\int_0^t K \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq \frac{-1}{2} K_m f(o)^2 \quad (\text{II.87})$$

$K_m > 0$; $f(0)$ représente la condition initiale.

En utilisant cette relation on peut montrer que l'inégalité de popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{aligned} f_1 &= K_i (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj}) = K_i (\Phi_{r\beta_aj} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} - \Phi_{r\alpha_aj} \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj}) \\ f_2 &= K_p (\varepsilon_\beta \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} - \varepsilon_\alpha \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj}) = K_p (\Phi_{r\beta_aj} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} - \Phi_{r\alpha_aj} \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj}) \end{aligned} \quad (\text{II.88})$$

Finalement la vitesse estimée ($\hat{\omega}$) est donc donnée par :

$$\hat{\omega}(t) = K_p (\Phi_{r\beta_ref} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} - \Phi_{r\alpha_ref} \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj}) + K_i \int_0^t (\Phi_{r\beta_ref} \cdot \hat{\Phi}_{r\alpha_aj} - \Phi_{r\alpha_ref} \cdot \hat{\Phi}_{r\beta_aj}) d\tau \quad (II.89)$$

Où K_p et K_i sont des constantes positives.

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, les auteurs de [13] ont proposé une nouvelle configuration de l'estimateur de vitesse représenté sur la figure (II.18) suivante :

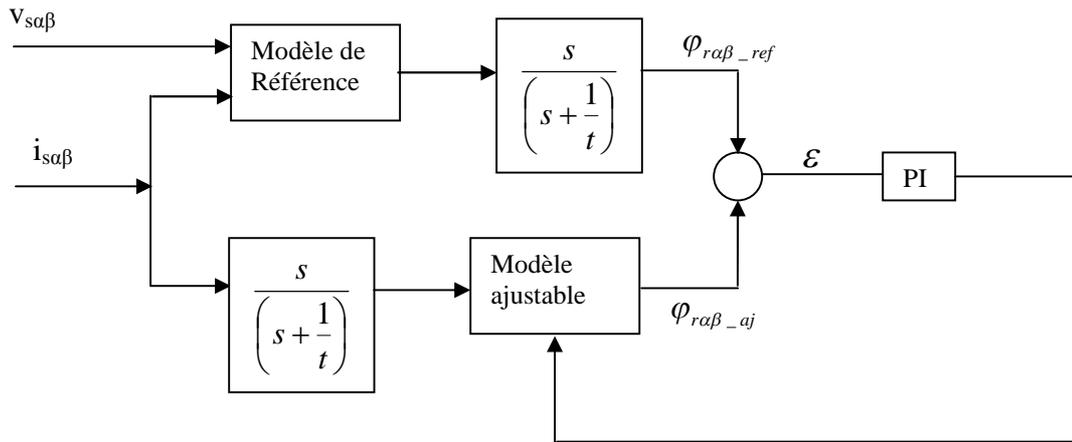


Figure (II. 18) : Structure modifiée de MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

II.2.4.1 Résultats de simulation

L'application de cette méthode suppose que la vitesse rotorique est constante. La figure (II.19) illustre la vitesse et l'erreur d'estimation de la vitesse ainsi que le couple électromagnétique et l'erreur d'estimation du couple électromagnétique. Les composantes du flux rotorique ainsi que le module du flux rotorique et son erreur d'estimation sont montrés sur la figure (II.19). On constate que cet algorithme fonctionne convenablement. Les résultats de simulation sont obtenus pour :

$K_p = 4091$ et $K_i = 6,22 * 10^5$.

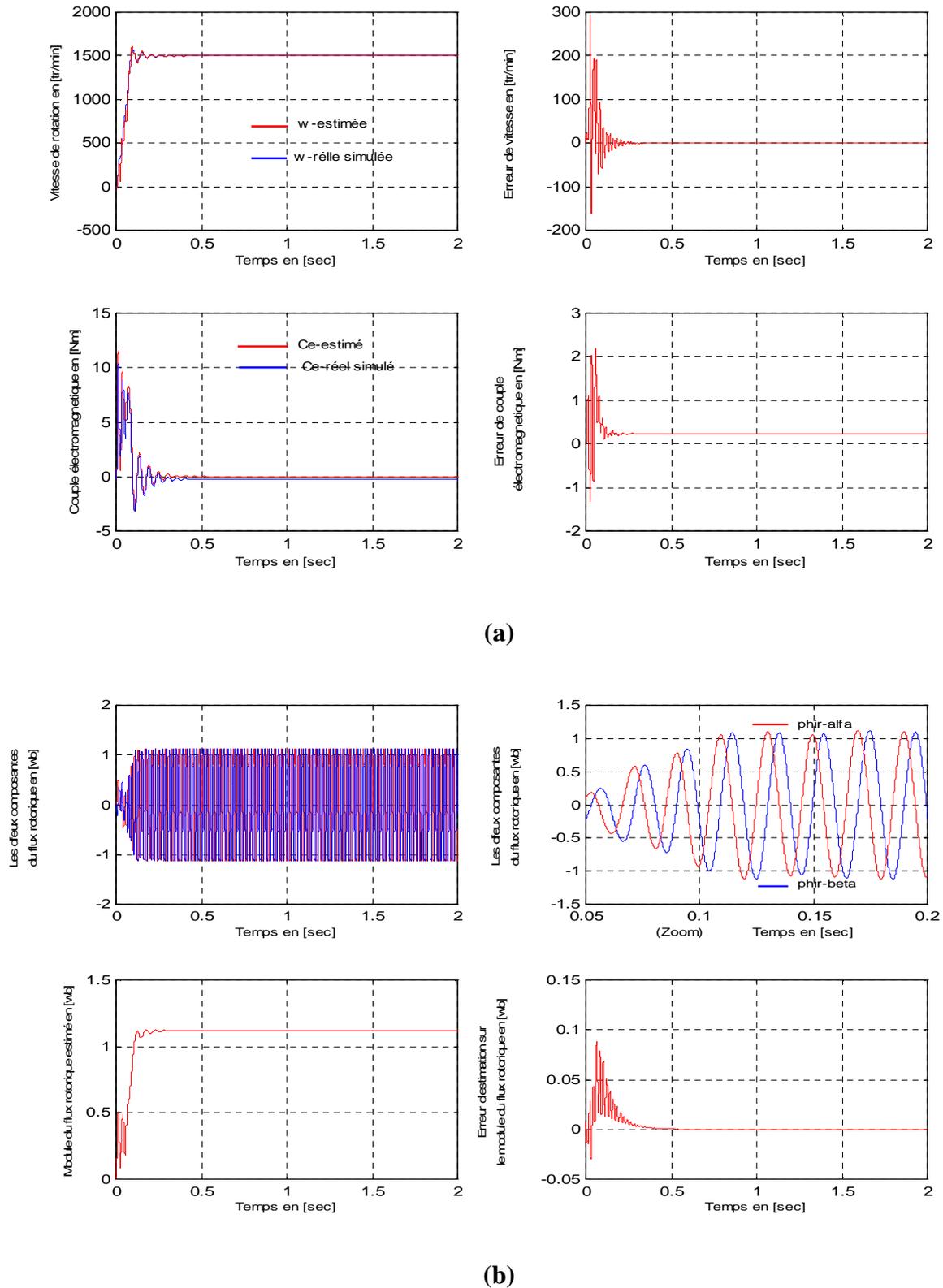


Figure (II.19) : Résultats de simulation : (a) estimation de la vitesse et son erreur d'estimation, le couple électromagnétique et son erreur d'estimation, (b) les composantes du flux rotorique, le module et l'erreur d'estimation sur le module du flux rotorique.

II.2.5 Estimateur de vitesse avec réglage en ligne de la résistance rotorique

La résistance du rotor est un paramètre important qui intervient dans l'estimation du flux et la vitesse rotorique. Or, ce paramètre varie en fonction de la température de la machine. De plus il a été démontré que la variation de cette résistance affecte la régulation (poursuite de la trajectoire du flux et de la vitesse) et même il peut introduire des oscillations [14], [15], pour assurer la robustesse de l'estimateur de vitesse, la méthode proposée dans [15] consiste au réglage en ligne de la résistance rotorique. Pour étudier cet estimateur on utilise le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans le référentiel (α, β) , illustré par le système d'équation (I.40) avec $\omega_a = 0$.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\
 \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\frac{R}{\sigma L_s} i_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\
 \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\
 \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega \Phi_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{II.90}$$

Posons :

$$\sigma_1 = \sigma L_s, \quad \beta = \frac{M}{\sigma_1 L_r}, \quad \mu = \frac{3M}{2L_r}, \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma_1 L_s} + \frac{1}{T_r} \beta M$$

Le système (II.90) devient :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\gamma i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \beta \Phi_{r\alpha} + \beta \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\alpha} \\
 \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\gamma i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \beta \Phi_{r\beta} - \beta \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\beta} \\
 \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{1}{T_r} M i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\
 \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} &= \frac{1}{T_r} M i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega \Phi_{r\alpha}
 \end{aligned} \tag{II.91}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{\mu}{\beta} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - Cr \right) \tag{II.92}$$

Les termes $\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha}$ et $\frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta}$ compliquent l'étude de l'estimateur car le flux rotorique est lié à la variation de la résistance rotorique. Pour remédier à ce problème, on définit deux nouveaux états auxiliaires z_a et z_b à la place de $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$, [14], [15].

On pose

$$z_a = i_{s\alpha} + \beta\Phi_{r\alpha} \quad (\text{II.93})$$

$$z_b = i_{s\beta} + \beta\Phi_{r\beta} \quad (\text{II.94})$$

On aura finalement :

$$\begin{aligned} \frac{dz_a}{dt} &= -\frac{R_s}{\sigma_1} i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\alpha} \\ \frac{dz_b}{dt} &= -\frac{R_s}{\sigma_1} i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{II.95})$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) i_{s\alpha} - \omega i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} z_a + \omega z_b + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\left(\gamma + \frac{1}{T_r}\right) i_{s\beta} + \omega i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} z_b - \omega z_a + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\beta} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left(\frac{\mu}{\beta} (z_a i_{s\beta} - z_b i_{s\alpha}) - Cr \right) \end{aligned} \quad (\text{II.96})$$

Note : les variables z_a et z_b sont proportionnelles aux flux statoriques, par le coefficient $\frac{1}{\sigma_1}$.

II.2.5.1 Synthèse de l'estimateur

L'idée pour estimer la résistance rotorique, c'est de définir l'erreur ($a = R_r - R_{rN}$), avec R_{rN} est la valeur nominale de R_r . Le principe d'estimation de la vitesse et de la résistance rotorique en même temps est basé sur le critère de stabilité de Lyapunov. Le nouveau modèle de la machine asynchrone est désigné par le système de dixième ordre suivant [14] :

$$\frac{d\hat{z}_a}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma_1} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\alpha} + K_1 \tilde{i}_{s\alpha} \quad (\text{II.97})$$

$$\frac{d\hat{z}_b}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma_1} \hat{i}_{s\beta} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\beta} + K_1 \tilde{i}_{s\beta} \quad (\text{II.98})$$

$$\frac{d\hat{z}_{a1}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma_1} i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\alpha} \quad (\text{II.99})$$

$$\frac{d\hat{z}_{b1}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma_1} i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma_1} V_{s\beta} \quad (\text{II.100})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} &= -\left(\gamma_N + \frac{1}{T_{rN}}\right) \hat{i}_{s\alpha} - \hat{\omega} \hat{i}_{s\beta} + \frac{1}{T_{rN}} \hat{z}_a + \hat{\omega} \hat{z}_{b1} + \frac{\hat{a}}{L_r} \left(\hat{z}_a - (1 + M \cdot \beta) \hat{i}_{s\alpha} \right) \\ &+ \frac{1}{\sigma_1} V_{s\alpha} + K_2 \tilde{i}_{s\alpha} - \hat{\eta}_b \end{aligned} \quad (\text{II.101})$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = & -(\gamma_N + \frac{1}{T_{rN}})\hat{i}_{s\beta} + \hat{\omega}\hat{i}_{s\alpha} + \frac{1}{T_{rN}}\hat{z}_b - \hat{\omega}\hat{z}_{a1} + \frac{\hat{a}}{L_r}(\hat{z}_b - (1 + M.\beta)\hat{i}_{s\beta}) \\ & + \frac{1}{\sigma_1}V_{s\beta} + K_2\tilde{i}_{s\beta} - \hat{\eta}_a \end{aligned} \quad (\text{II.102})$$

Avec

K_1 et K_2 sont des constantes positives

η_a et η_b sont désignés par l'expression (II.103) et (II.104) de telle sorte que l'erreur dynamique des courants statoriques converge vers zéro .

$$\eta_a = -\omega\tilde{z}_{a1} \quad (\text{II.103})$$

$$\eta_b = -\omega\tilde{z}_{b1} \quad (\text{II.104})$$

L'estimation de l'erreur sur la résistance rotorique est :

$$\frac{d\hat{a}}{dt} = \frac{1}{k_2L_r}(\tilde{i}_{s\alpha}(\hat{z}_a - (1 + M.\beta)\hat{i}_{s\alpha}) + \tilde{i}_{s\beta}(\hat{z}_b - (1 + M.\beta)\hat{i}_{s\beta})) \quad (\text{II.105})$$

L'estimation de l'erreur de vitesse est :

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{k_3}(\tilde{i}_{s\alpha}(\hat{z}_{b1} - \hat{i}_{s\beta}) - \tilde{i}_{s\beta}(\hat{z}_{a1} - \hat{i}_{s\alpha})) \quad (\text{II.106})$$

$$\frac{d\hat{\eta}_a}{dt} = \frac{1}{k_4}\tilde{i}_{s\beta} \quad (\text{II.107})$$

$$\frac{d\hat{\eta}_b}{dt} = -\frac{1}{k_4}\tilde{i}_{s\alpha} \quad (\text{II.108})$$

Par une simple intégration de l'équation (II.106) , on peut estimer la vitesse de rotation ω .

Preuve :

On définit les erreurs suivantes :

- Erreur de vitesse :

$$\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{II.109})$$

- Variation de l'erreur de résistance rotorique :

$$\tilde{a} = a - \hat{a} \quad (\text{II.110})$$

- Erreur des courants statoriques :

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{s\alpha} &= i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} &= i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{II.111})$$

- Erreur des variables auxiliaires :

$$\begin{aligned}
\tilde{z}_a &= z_a - \hat{z}_a \\
\tilde{z}_b &= z_b - \hat{z}_b \\
\tilde{z}_{a1} &= z_a - \hat{z}_{a1} \\
\tilde{z}_{b1} &= z_b - \hat{z}_{b1} \\
\tilde{\eta}_a &= \eta_a - \hat{\eta}_a \\
\tilde{\eta}_b &= \eta_b - \hat{\eta}_b
\end{aligned} \tag{II.112}$$

A partir des expressions (II.95),(II.96) et les estimations (II.97), (II.98), (II.99), (II.100), (II.101), (II.102), (II.103),(II.104), (II.105), (II.106), (II.7) et (II.108) on peut déduire les dynamiques des erreurs suivantes :

$$\frac{d\tilde{z}_a}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma_1} + K_1\right)\tilde{i}_{s\alpha} \tag{II.113}$$

$$\frac{d\tilde{z}_b}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma_1} + K_1\right)\tilde{i}_{s\beta} \tag{II.114}$$

$$\frac{d\tilde{z}_{a1}}{dt} = 0 \tag{II.115}$$

$$\frac{d\tilde{z}_{b1}}{dt} = 0 \tag{II.116}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\tilde{i}_{s\alpha}}{dt} &= -(\gamma_N + \frac{1}{T_{rN}} + K_2)\tilde{i}_{s\alpha} - \omega\tilde{i}_{s\beta} + \frac{1}{T_{rN}}\tilde{z}_a - \tilde{\eta}_b + \tilde{\omega}(\hat{z}_{b1} - \hat{i}_{s\beta}) \\
&+ \frac{\tilde{a}}{L_r}(\hat{z}_a - (1 + M\beta)\hat{i}_{s\alpha})
\end{aligned} \tag{II.117}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\tilde{i}_{s\beta}}{dt} &= -(\gamma_N + \frac{1}{T_{rN}} + K_2)\tilde{i}_{s\beta} + \omega\tilde{i}_{s\alpha} + \frac{1}{T_{rN}}\tilde{z}_b + \tilde{\eta}_a - \tilde{\omega}(\hat{z}_{a1} - \hat{i}_{s\alpha}) \\
&+ \frac{\tilde{a}}{L_r}(\hat{z}_b - (1 + M\beta)\hat{i}_{s\beta})
\end{aligned} \tag{II.118}$$

$$\frac{d\tilde{a}}{dt} = -\frac{1}{k_2 L_r}(\tilde{i}_{s\alpha}(\hat{z}_a - (1 + M\beta)\hat{i}_{s\alpha}) + \tilde{i}_{s\beta}(\hat{z}_b - (1 + M\beta)\hat{i}_{s\beta})) \tag{II.119}$$

$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} = -\frac{1}{k_3}(\tilde{i}_{s\alpha}(\hat{z}_{b1} - \hat{i}_{s\beta}) - \tilde{i}_{s\beta}(\hat{z}_{a1} - \hat{i}_{s\alpha})) \tag{II.120}$$

$$\frac{d\tilde{\eta}_a}{dt} = -\frac{1}{k_4}\tilde{i}_{s\beta} \tag{II.121}$$

$$\frac{d\tilde{\eta}_b}{dt} = \frac{1}{k_4}\tilde{i}_{s\alpha} \tag{II.122}$$

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$v = \frac{1}{2}(\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2) + \frac{1}{2}(\tilde{z}_{a1}^2 + \tilde{z}_{b1}^2) + \frac{1}{2}k_1(\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2) + \frac{1}{2}k_2\tilde{\alpha}^2 + \frac{1}{2}k_3\tilde{\omega}^2 + \frac{1}{2}k_4(\tilde{\eta}_a^2 + \tilde{\eta}_b^2)$$

Avec k_1 , k_2 , k_3 et k_4 des constantes positives.

$$\dot{v} = -\left(\gamma + \frac{1}{T_r} + K_2\right)(\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2) < 0 \quad (\text{II.123})$$

II.2.5.2 Résultats de simulation

Les différents résultats de simulation obtenus, figure (II.20), (II.21), (II.22), (II.23), donnent une idée favorable sur le comportement en boucle ouverte de la méthode proposée par les auteurs [15], et cela pour l'application de la charge nominale, ainsi que pour une variation de la résistance rotorique. Sur la figure (II.20) on montre l'évolution de la vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation, on constate qu' à vide, l'algorithme ne présente pratiquement aucune erreur de vitesse, même à l'application de la charge à t=1s. Sur la même figure, on enregistre une bonne estimation de la résistance rotorique, cette estimation est perturbée par l'introduction de la charge. Les courants statoriques quant à eux, ne sont pas perturbés par la charge, la figure (II .21) illustre les formes sinusoïdales des courants statoriques estimés ($\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$) et leurs module. Le comportement de l'algorithme pendant la variation de la résistance rotorique (R_r augmentée de 30% de sa valeur nominale) est présenté sur les figures (II .22) et figure (II.23), les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants pour $K_1=1000$, $K_2 = 0,001$, $k_2 = 0.00905$, $k_3 = 0.0016$, $k_4 = 0,120$.

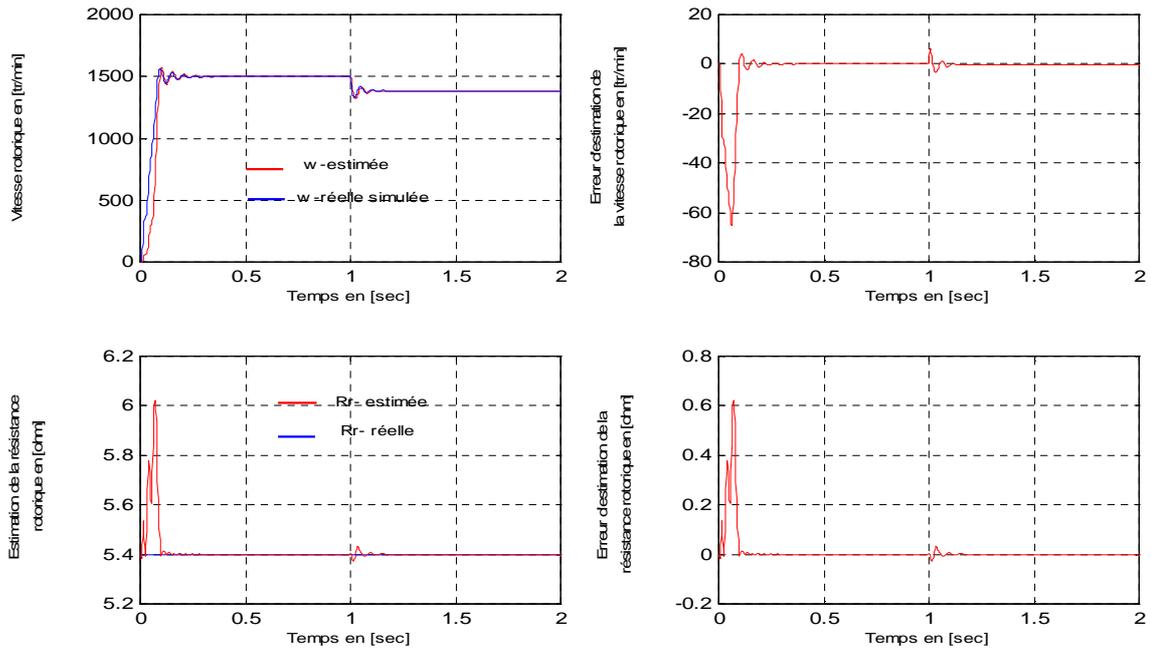


Figure (II.20) : Résultats de simulation de l'estimation de la vitesse et son erreur d'estimation, résistance rotorique et son erreur d'estimation.

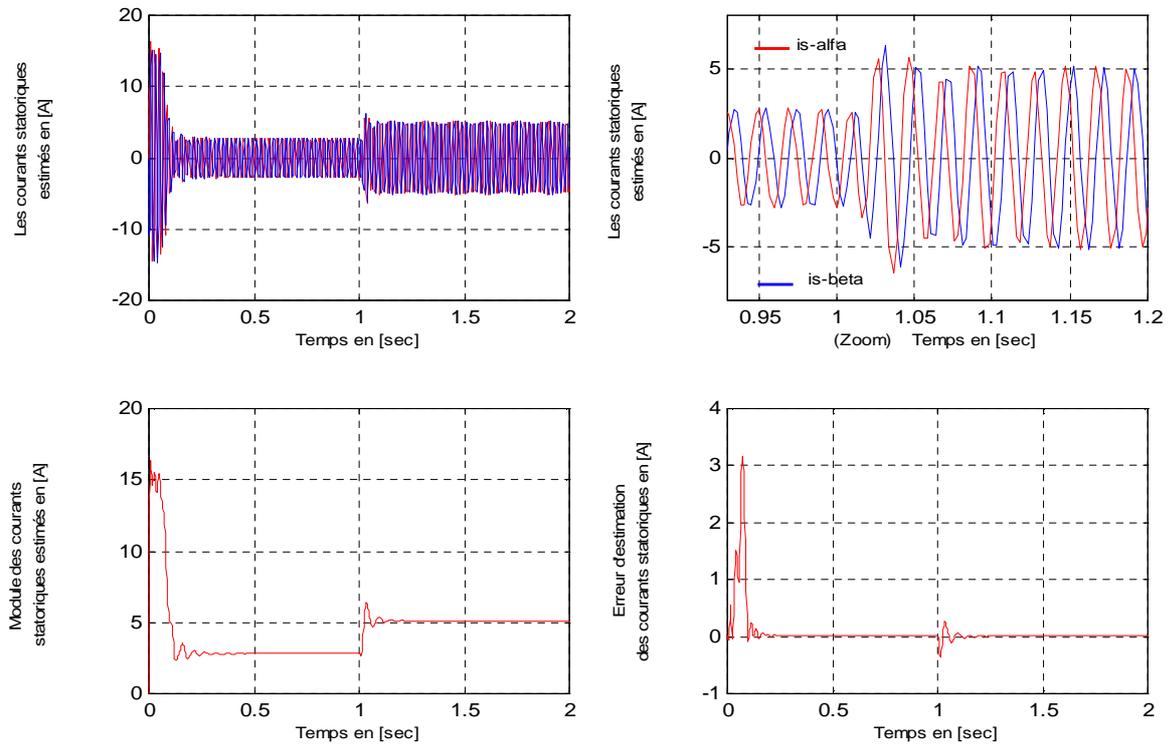


Figure (II.21) : Résultats de simulation du module des courants statoriques et son erreur d'estimation.

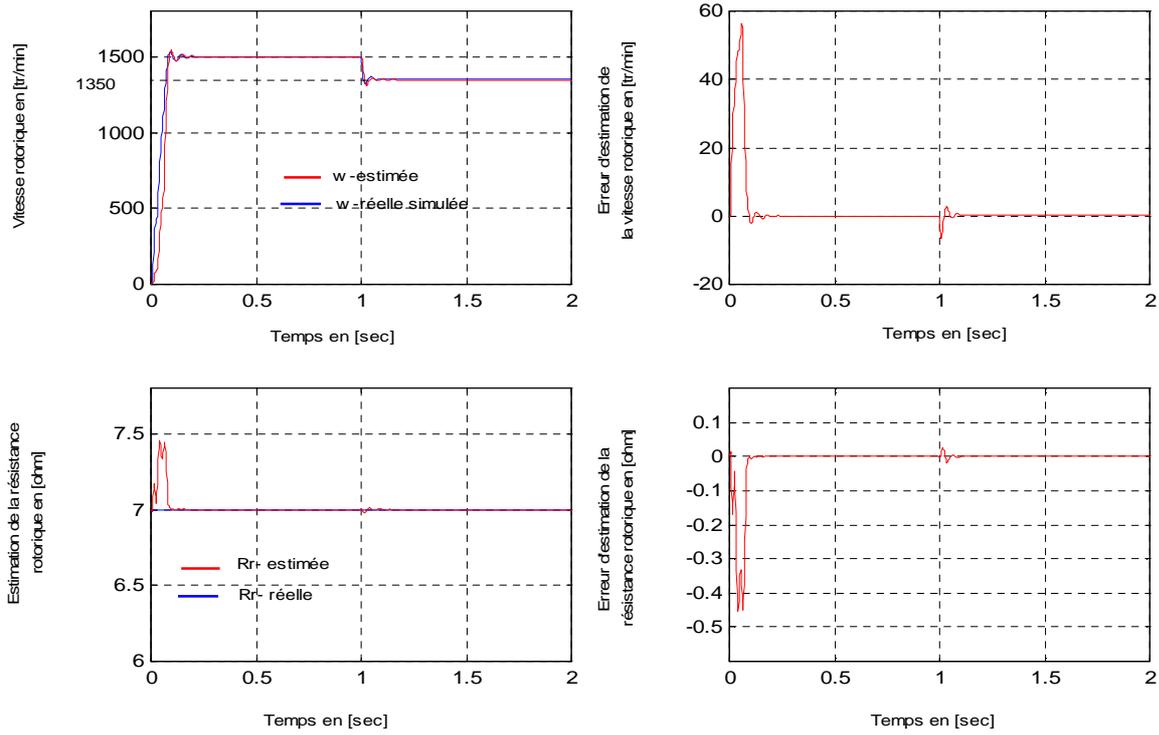


Figure (II.22) : Résultats de simulation de l'estimation de la vitesse et son erreur d'estimation, résistance rotorique et son erreur d'estimation, ($R_r = R_{rN} + 30\%$).

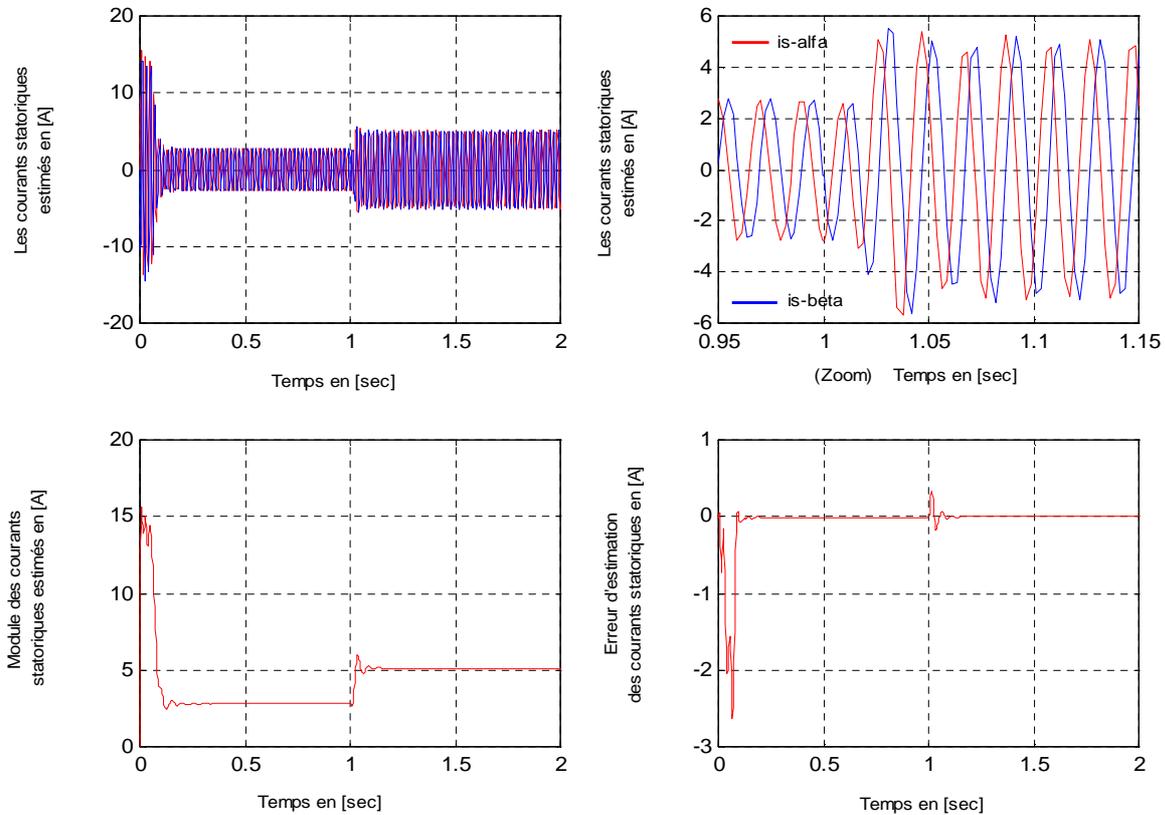


Figure (II.23) : Résultats de simulation du module des courants statoriques et son erreur d'estimation ($R_r = R_{rN} + 30\%$).

II.3 Observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

II.3.1 filtre de Kalman

II.3.1.1 principe de base

Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure du filtre de Kalman classique [6],[10]. Ses caractéristiques porteront sur l'observation du flux et de la vitesse rotorique [7], [16], [17], [18], [19]. Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice K_f est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées, ainsi dans le stochastique on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits de mesure.

La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe.

Le modèle en vue de cette observation est celui défini dans le référentiel lié au stator et décrit par les équations (I.43), (I.44),(I45) avec $\omega_a = 0$.

II.3.1.2 Discrétisation du modèle

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement des données qui génère, à partir d'un ensemble de mesures bruitées, L'estimation des variables d'états d'un système dynamique. Etant donné que ce filtre doit être utilisé en temps réel, nous utilisons l'algorithme discret.

Pour cela on suppose que l'entrée de commande est constante entre les instants $(k-1)T_e$ et kT_e .

Cette hypothèse fait introduire un échantillonnage / blocage de l'entrée dans le cas où la période d'échantillonnage est régulière [6]. Donc le modèle discret est exprimé par [6], [10] :

$$\begin{aligned} X((k+1)T_e) &= F.X(kT_e) + H.U(kT_e) \\ Y(kT_e) &= C.X(kT_e) \end{aligned} \quad (\text{II.124})$$

Pour simplifier la notation on remplace (kT_e) par (k) , le système (II.124) devient :

$$\begin{aligned} X(k+1) &= F.X(k) + H.U(k) \\ Y(k) &= C.X(k) \end{aligned} \quad (\text{II.125})$$

Où la matrice F est déduite de la matrice de transition d'état $\phi(t)$ dans laquelle on remplace le temps t par la période d'échantillonnage T_e , on obtient ainsi :

$$\begin{aligned} F &= \phi(T_e) \\ H &= \psi(T_e).B \end{aligned} \quad (\text{II.126})$$

Or la matrice de transition d'état est calculée par la transformée inverse de la Laplace :

$$\phi(t) = L^{-1}((SI - A)^{-1}) \quad (\text{II.127})$$

La matrice $\psi(t)$ est donnée par :

$$\psi(t) = \int_0^{T_e} \phi(\tau) d\tau \quad (\text{II.128})$$

En utilisant les équations (II.125), (II.126), (II.127) et (II.128) on obtient le modèle discret de la machine asynchrone suivant :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \\ \Phi_{r\alpha}(k+1) \\ \Phi_{r\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+a_1T_e) & 0 & a_2T_e & a_3T_e\omega(k) \\ 0 & (1+a_1T_e) & -a_3T_e\omega(k) & a_2T_e \\ a_4T_e & 0 & (1+a_5T_e) & -T_e\omega(k) \\ 0 & a_4T_e & T_e\omega & (1+a_5T_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \\ \Phi_{r\alpha}(k) \\ \Phi_{r\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bT_e & 0 \\ 0 & bT_e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.129})$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [I_{s\alpha}(k) \quad I_{s\beta}(k) \quad \Phi_{r\alpha}(k) \quad \Phi_{r\beta}(k)]^T \quad (\text{II.130})$$

Les équations (II.129) et (II.130) donnent la forme suivante :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \quad (\text{II.131})$$

II.3.1.3 Modèle stochastique non linéaire de la machine asynchrone

Pour tenir compte des bruits du système ainsi que les bruits de mesures, le modèle stochastique suivant est proposé par [6],[10] :

$$\begin{cases} X(k+1) = f(X(k), U(k), k) + b_{rs}(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (\text{II.132})$$

Où $f(X(k), U(k), k)$ est définie par (II.125) et b_{rs} , b_{rm} sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par les propriétés suivantes :

- Leurs valeurs moyennes sont nulles :

$$\begin{aligned} E[b_{rs}(t)] &= 0 \\ E[b_{rm}(t)] &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.133})$$

- Leurs auto corrélation s'expriment par :

$$E[b_{rs}(t).b_{rs}(t)^T] = Q(t).\delta(t - \tau) \tag{II.134}$$

$$E[b_{rm}(t).b_{rm}(t)^T] = \mathfrak{R}(t).\delta(t - \tau) \tag{II.135}$$

$\delta(u)$ est une fonction impulsion de Dirac , les matrices $Q(t)$ et $\mathfrak{R}(t)$, définies non négatives , sont symétriques et présentent les densité spectrales de puissance moyenne $b_{rs}(t)$ et $b_{rm}(t)$;

- Absence de corrélation entre $b_{rs}(t)$ et $b_{rm}(t)$:

$$E[b_{rm}(t).b_{rs}(t)^T] = 0 \tag{II.136}$$

- Absence de corrélation entre les bruits et l'état initial :

$$E[b_{rs}(t).X_0(t)^T] = E[b_{rm}(t).X_0(t)^T] \tag{II.137}$$

II.3.1.4 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

Les matrices de covariances des bruits de système et de mesure sont données comme suit :

$$\text{cov } b_{rs}(k) = E\{b_{rs}(k).b_{rs}(k)^T\} = Q(k) \tag{II.138}$$

$$\text{cov } b_{rm}(k) = E\{b_{rm}(k).b_{rm}(k)^T\} = \mathfrak{R}(k) \tag{II.139}$$

II.3.1.5 Algorithme de Kalman

Le filtre de Kalman peut être exécuté en utilisant le modèle stochastique non linéaire de la machine asynchrone décrit par l'équation (II.130). On distingue deux étapes principales pour la réalisation d'un filtre de Kalman, une phase de prédiction, et une phase de correction [7], [16], [17], [18]. Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances.

La figure (II.24) illustre le schéma de principe de la structure du filtre de Kalman.

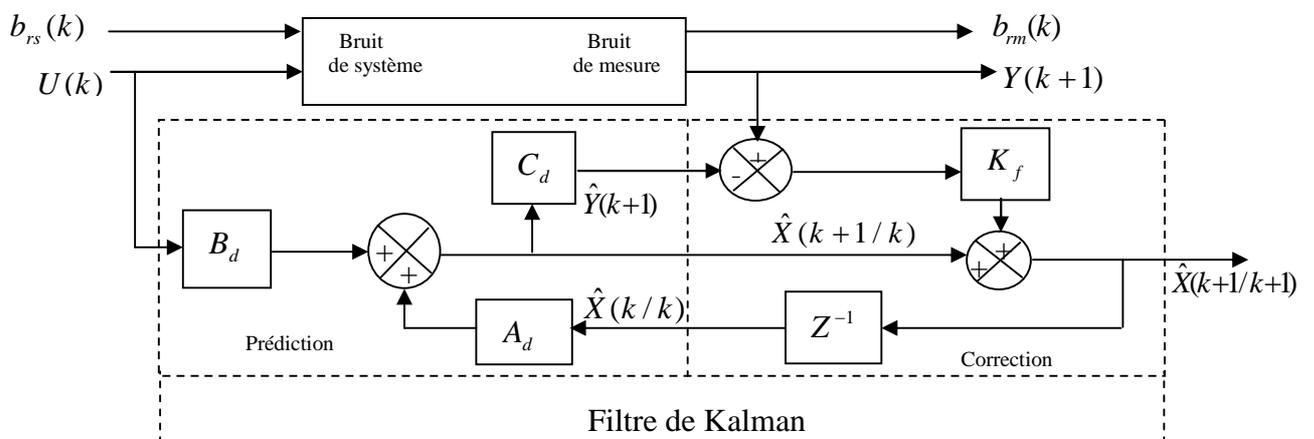


Figure (II.24) Schéma de principe du filtre de Kalman.

II.3.1.6 Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances

L'état initial du système est une variable aléatoire d'espérance ou de (moyenne nulle) $\hat{X}_{0/0}$, de matrice de covariance $P_{0/0}$ connue, indépendante du bruit d'état et de mesure. Ces hypothèses peuvent être résumées en écrivant :

$$E \left\{ \begin{bmatrix} X_0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \hat{X}_{0/0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E \left\{ \begin{bmatrix} X_0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix}^T \right\} = \begin{bmatrix} P_{0/0} & 0 & 0 \\ 0 & Q_0 \cdot \delta & 0 \\ 0 & 0 & \mathfrak{R}_0 \cdot \delta \end{bmatrix} \quad (\text{II.140})$$

Où :

$$P_{0/0} > 0, \quad Q_0 > 0, \quad \mathfrak{R}_0 > 0$$

δ Est l'impulsion de Dirac

II.3.1.7 Phase de prédiction

Le bruit b_{rs} est une variable aléatoire indépendante. Les observations passées n'apportent donc aucune information sur sa valeur présente. En remplaçant b_{rs} par sa valeur moyenne nulle, on obtient le prédicteur :

$$\hat{X}(k+1/k) = A(k) \cdot \hat{X}(k/k) + B(k)U(k) \quad (\text{II.141})$$

Cette prédiction correspond à l'évolution qu'aurait l'état du système en l'absence de bruit. L'erreur de prédiction est alors :

$$X(k+1) - \hat{X}(k+1/k) = A(k) \left(X(k) - \hat{X}(k/k) \right) + b_{rs}(k) \quad (\text{II.142})$$

Si la prédiction est non biaisée, l'erreur de prédiction a pour covariance :

$$P(k+1/k) = E \left\{ \left(X(k+1) - \hat{X}(k+1/k) \right) \left(X(k+1) - \hat{X}(k+1/k) \right)^T \right\} \quad (\text{II.143})$$

$$P(k+1/k) = A(k) \cdot P(k/k) \cdot A(k)^T + Q(k) \quad (\text{II.144})$$

Grâce à $\hat{X}(k+1/k)$ on peut déduire $\hat{Y}(k+1/k)$ par :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C(k+1) \cdot \hat{X}(k+1/k) \quad (\text{II.145})$$

II.3.1.8 Phase de correction

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir de l'estimation $\hat{Y}(k+1/k)$ nous fournit, si une mesure est disponible à l'instant $k+1$ noté $Y(k+1)$, une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure. Il s'agit donc d'améliorer l'estimation de l'état en tenant compte de l'écart $Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)$ par l'intermédiaire d'un gain $K_f(k+1)$, objet de la phase de correction.

Au cours de cette phase, on améliore la connaissance de $X(k+1)$ et $P(k+1)$ en remplaçant $\hat{Y}(k+1/k)$ par $\hat{Y}(k+1/k+1)$ et $P(k+1/k)$ par $P(k+1/k+1)$ pour tenir compte de la nouvelle mesure à l'instant $k+1$. Pour cela, on introduit un terme de correction sur la prédiction suivant l'équation récurrente :

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_f(k+1) \cdot (Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)) \quad (\text{II.146})$$

On choisit $K_f(k+1)$ de manière à minimiser la variance des erreurs d'estimation à posteriori. Cela revient à minimiser la trace de la matrice de covariance $P(k+1/k+1)$. Après calcul on obtient :

$$K_f(k+1) = P(k+1/k) \cdot C^T \left(C \cdot P(k+1/k) \cdot C^T + \mathfrak{R}(k+1) \right)^{-1} \quad (\text{II.147})$$

On actualise alors l'estimée de la covariance :

$$P(k+1/k+1) = (I - K_f(k+1) \cdot C) \cdot P(k+1/k) \quad (\text{II.148})$$

Le filtre est initialisé par la variance des bruits d'état $Q(k)$ et de mesures $\mathfrak{R}(k)$, par l'état initial estimé. Ce filtre fournit une estimation optimale de l'état.

II.3.1.9 Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus, lors de l'essai en boucle ouverte du filtre de Kalman, sont présentés sur les figures (II.25), nous montrons les formes des deux composantes du flux rotorique, et les courants statoriques estimés. La vitesse estimée et son erreur d'estimation, ainsi que le module et son erreur d'estimation sont représentés sur la figure (II.26).

On constate l'installation correcte du flux rotorique, les allures des deux composantes du flux restent parfaitement en quadrature, et leurs amplitudes sont identiques. On observe également que l'estimation du flux se fait de façon satisfaisante. L'estimation de la vitesse rotorique se fait également d'une manière correcte. On constate aussi une bonne estimation des courants statoriques.

Il faut signaler, que les grandeurs estimées sont un peu perturbées par l'introduction de la charge nominale.

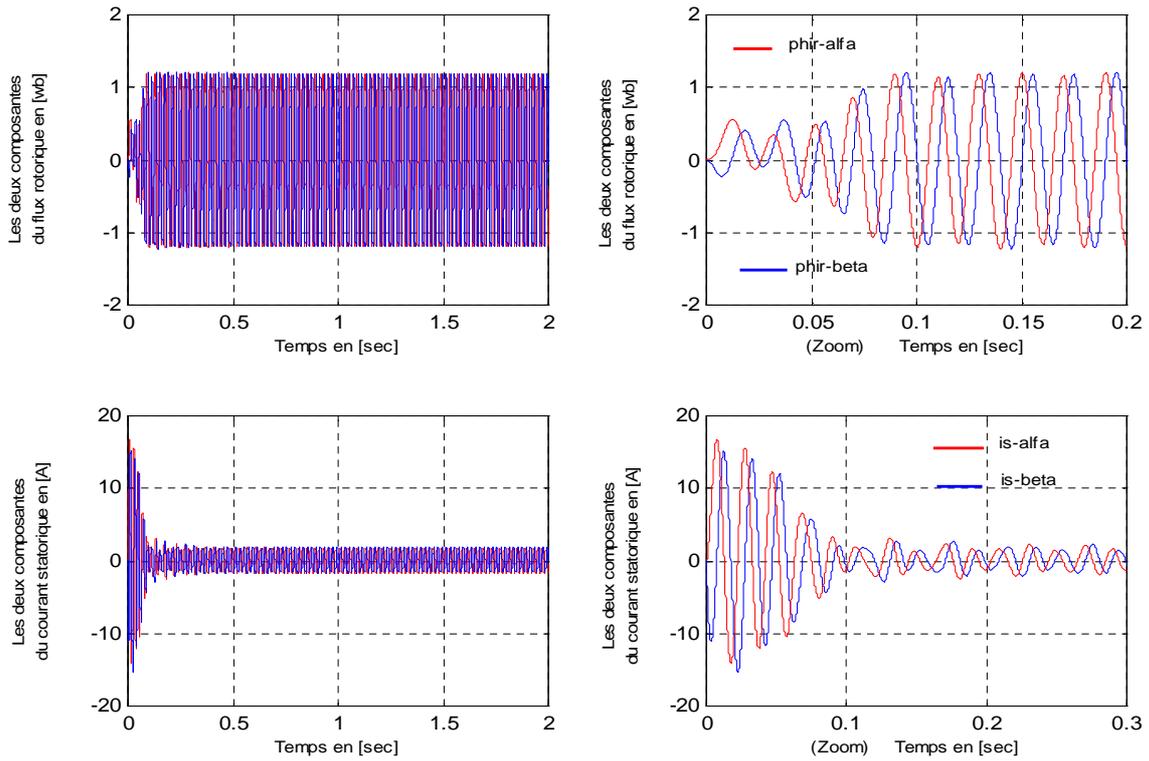


Figure (II.25) : Résultats de simulation des flux ($\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$), courant ($\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$).

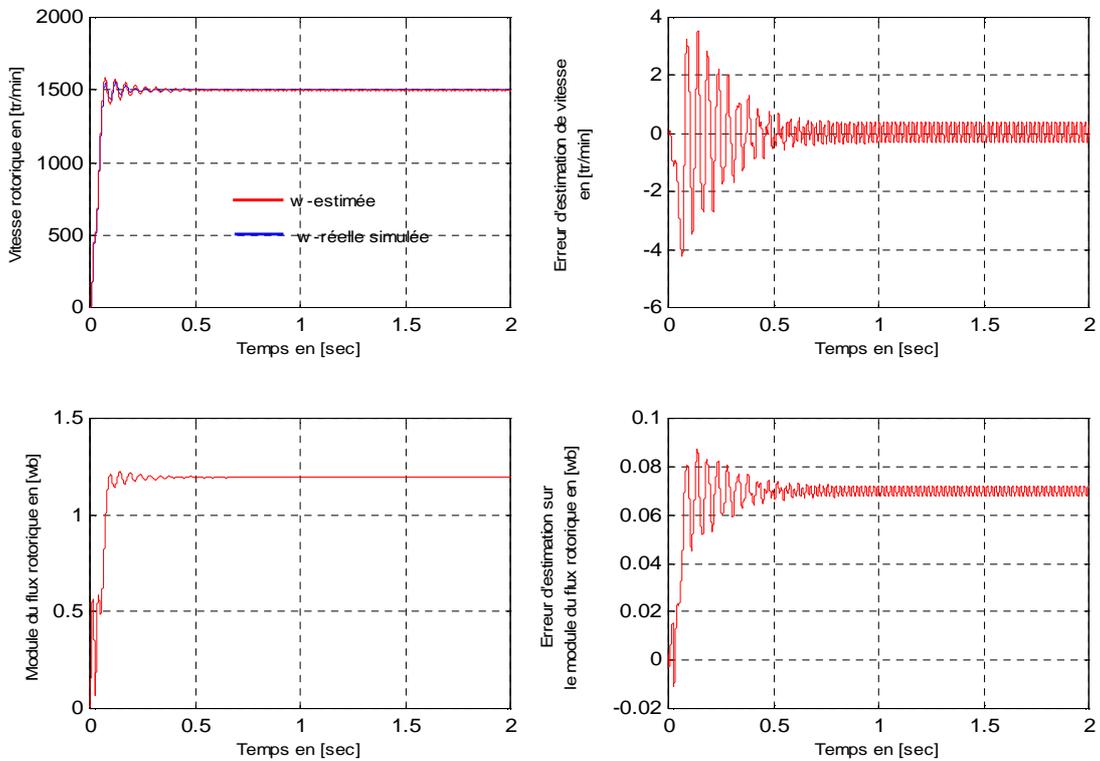


Figure (II.26) : Résultats de simulation de la vitesse et son erreur d'estimation, module du flux $\hat{\Phi}_r$ et l'erreur sur le module du flux.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs techniques d'observation du flux rotorique et de la vitesse ont été étudiées et simulées. Les résultats de simulation sont satisfaisants, la convergence est acquise, la stabilité est garantie également. Les observateurs présentés dans ce chapitre seront exploités par la suite dans la commande vectorielle de la machine asynchrone pour aboutir à une commande sans capteur.

CHAPITRE III
COMMANDE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

III.1 Introduction

La machine asynchrone à cage dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant et la seule entrée électrique est au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande. La communauté scientifique et industrielle a imaginé bien des méthodes de commande afin de pouvoir la contrôler en couple, en vitesse ou en position. Dans notre cas on a choisi la commande vectorielle puisque elle garantit le couple à l'arrêt avec une dynamique et une précision mieux que la commande scalaire [6], [7]. La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blaschke [7]. Elle n'a cependant pas en tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal (DSP) [7], il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone. Le nombre des publications, des et des brevets en témoigne.

Si beaucoup de problèmes sont résolus, certains autres font encore l'objet de recherche. Quand on ne cherche pas à obtenir des performances élevées, même si les régulateurs du schéma de contrôle vectoriel ne sont pas réglés à l'optimum, le comportement global du système commande-convertisseur- machine paraît satisfaisant.

Cependant, les problèmes ne surgissent que lorsque la machine est poussée dans ses retranchements.

III.2 Commande vectorielle par orientation directe du flux rotorique

III.2.1 Principe de base

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. En parlant d'orientation du flux rotorique, c'est plutôt le système d'axe (d-q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe «d » soit en phase avec le flux figure (III.1), c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

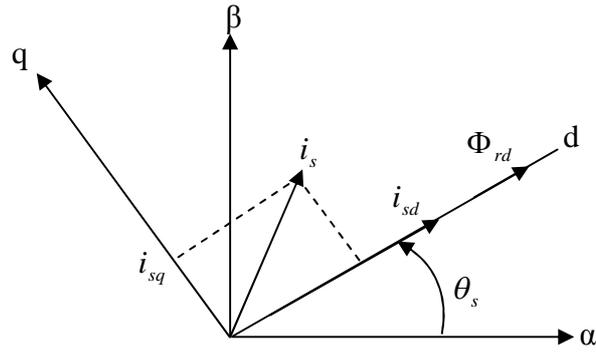


Figure (III.1) : Représentation de i_s et Φ_r sur l'axe (d-q)

En imposant $\Phi_{rq} = 0$, les équations (I.39) de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\
 0 &= R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

L'équation du couple est donnée par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \tag{III.3}$$

Avec :

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \tag{III.4}$$

De l'équation (III.4) on obtient :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \tag{III.5}$$

$$\Phi_r \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) = M i_{sd} \tag{III.6}$$

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

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

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

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

III.2.2 Les estimateurs pour la commande vectorielle

Pour que la vitesse ω_s du référentiel d'axe (d, q) soit effectivement celle du champ tournant, il est nécessaire d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage (I.22) rappelée ci-dessous :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt \quad (III.8)$$

Avec : $\frac{d\alpha}{dt} = \omega = p\Omega$ et $\omega_s = p\Omega + \tilde{\omega}_r$

Où $\tilde{\omega}_r$ est la vitesse relative du repère, estimée dans les conditions d'orientation du flux et calculée à partir du système d'équation (III.2) et l'équation (III.5) soit :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{sq} \quad (III.9)$$

Or, le flux rotorique n'est pas directement accessible, en revanche on peut l'exprimer en fonction du courant statorique i_{sd} comme l'illustre l'équation (III.6), en posant $i_\phi = \Phi_r / M$, courant magnétisant on obtient finalement :

$$\tilde{i}_\phi = \frac{1}{\left(1 + T_r \frac{d}{dt}\right)} i_{sd} \quad (III.10)$$

$$\tilde{\omega}_r = \frac{1}{T_r \tilde{i}_\phi} i_{sq} \quad (III.11)$$

Les expressions (III.10) et (III.11) représentent des estimateurs ou observateurs simples du courant magnétisant et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique, et fonctionnent en boucle ouverte, c'est pour cette raison on les appelle estimateurs. Et en analysant ces deux équations, on voit apparaître principalement la constante de temps rotorique T_r , qui lie le flux rotorique et le courant i_{sd} qui le contrôle, mais elle apparaît surtout dans la formule qui permet de calculer $\tilde{\omega}_r$.

Une surestimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique conduit à une surexcitation ou une sous excitation de la machine.

Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer, il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système. Le contrôle vectoriel est perdu. Comme on va le montrer par la suite.

Cette dépendance vis-à-vis les paramètres de la machine peut être réduite en utilisant une commande basée sur les observateurs et estimateurs robustes. Nous aborderons ce point dans la suite de ce chapitre.

III.2.3 Le processus électrique

Le couple de la machine peut être réglé par la deuxième composante du courant statorique i_{sq} , mais la question qui se pose, c'est comment réaliser ce réglage tout en maintenant le flux rotorique à sa valeur désirée, pour se faire on remplace Φ_r en fonction de i_ϕ dans l'expression (III.7) :

On obtient :

$$C_e = pL_s(1-\sigma)i_\phi i_{sq} \tag{III.12}$$

Si on considère le modèle de la machine asynchrone ramené au stator suivant la figure (III.2) ci-dessous :

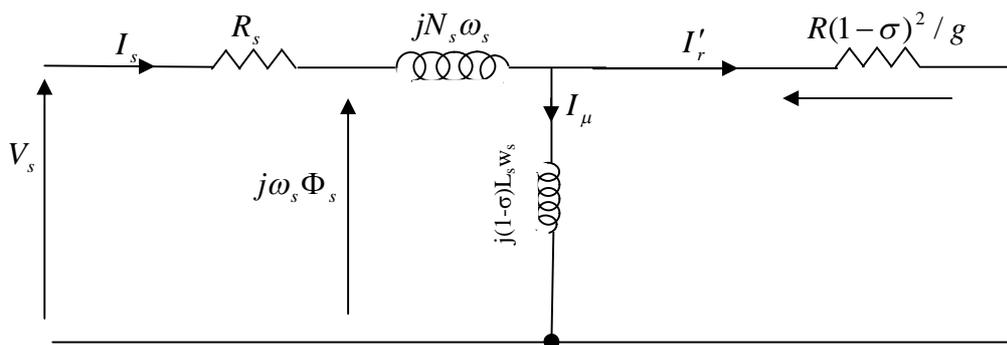


Figure (III.2) : Modèle de la machine asynchrone ramené au stator.

Les grandeurs I_μ et I_r sont respectivement de même nature que les grandeurs i_ϕ et i_{sq} [1]. Le schéma ci-dessus peut servir dans l'interprétation de la commande. En effet, l'idée est bien d'agir de façon instantanée sur la phase (donc la pulsation) et l'amplitude de la tension statorique V_s , de manière à régler le courant I_r sans toute fois modifier le courant magnétisant I_μ . Dans ces conditions, le flux est maintenu constant et l'évolution du couple ne dépend que d'une seule grandeur.

Il convient donc d'établir le modèle du processus à fin de réaliser les algorithmes nécessaires pour la définition des grandeurs de réglage V_{sd} et V_{sq} en fonction de l'objectif visé, qui est la commande séparée du flux et du couple.

D'après l'équation (I.28) on a :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad \text{Avec} \quad i_{rd} = \frac{\Phi_r - M i_{sd}}{L_r} = \frac{M}{L_r} (i_\phi - i_{sd}) \quad (\text{III.13})$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad \text{Avec} \quad i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq}$$

Remplaçons l'expression des flux Φ_{sd} et Φ_{sq} donnée par l'équation (III.13) dans le système (III.2) il vient :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + L_s (1 - \sigma) \frac{d}{dt} i_\phi - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + L_s (1 - \sigma) \omega_s i_\phi - \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Introduisant l'expression (III.10) qui explicite le courant magnétisant i_ϕ en fonction de i_{sd} , on obtient :

$$\begin{aligned} V_{sd} + e_d &= R_s \left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right) i_\phi \\ V_{sq} + e_q &= R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Avec

$$\begin{aligned} e_d &= \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ e_q &= -L_s \omega_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) i_\phi = -L_s \omega_s \left(\frac{1 + \sigma T_r (d/dt)}{1 + T_r (d/dt)} \right) i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Posons $U_{sd} = V_{sd} + e_d$ et $U_{sq} = V_{sq} + e_q$, l'expression (III.15) devient :

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s \left(1 + (T_s + T_r) \frac{d}{dt} + \sigma T_s T_r \frac{d^2}{dt^2} \right) i_\phi \\ U_{sq} &= R_s \left(1 + \sigma T_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

III.2.4 Organisation de la commande

La figure (III.3) illustre l'organisation fonctionnelle d'une commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation du couple électromagnétique, celle du flux rotorique, le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

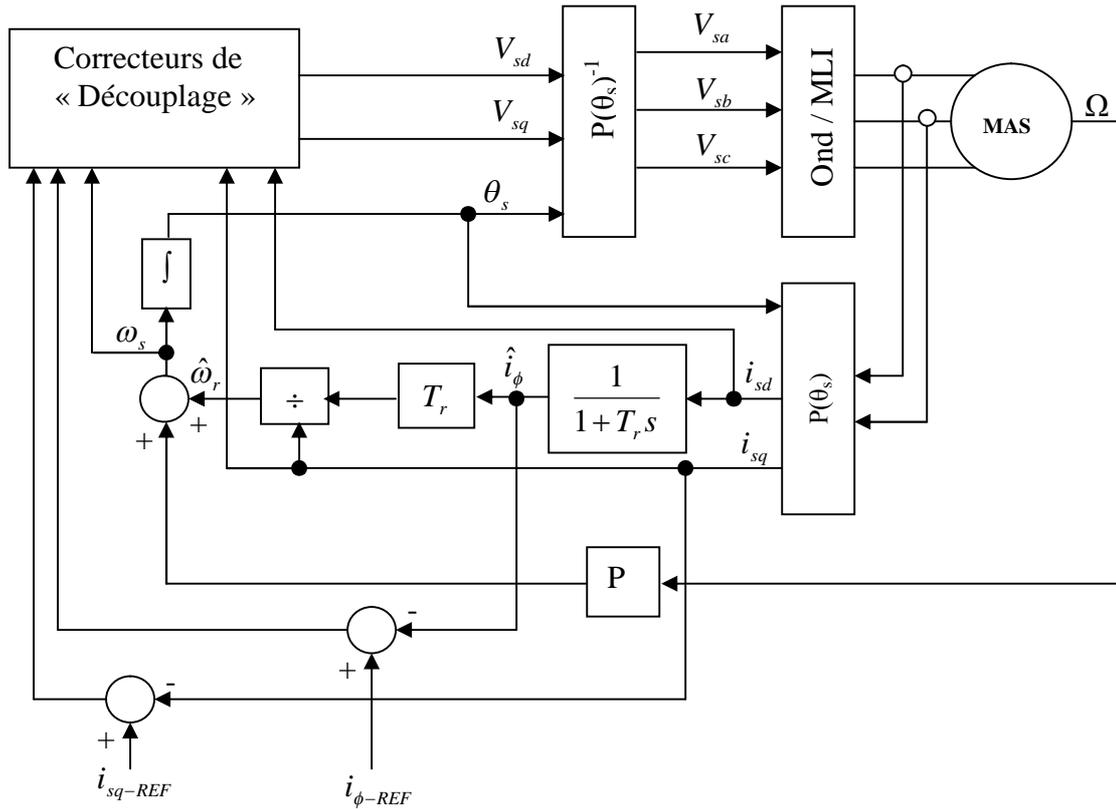


Figure (III.3) : Organisation fonctionnelle de la commande FOC directe.

III.2.5 Contrôle du flux et du couple

Les expressions (III.15) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes :

$$F_{\phi}(s) = \frac{i_{\phi}(s)}{V_{sd}(s) + e_d(s)} = \frac{1}{R_s(1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2)} \tag{III.18}$$

$$F_q(s) = \frac{i_{sq}(s)}{V_{sq}(s) + e_q(s)} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s s)}$$

La figure (III.4) représente le schéma fonctionnel du contrôle qui, à priori, peut être envisagé suivant deux stratégies selon que les perturbations non linéaires (e_d et e_q) sont compensées ou non. La compensation a pour effet de découpler les deux processus [1]. D'après le schéma de la figure (III.4) on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{\phi}(s) &= F_{\phi}(s)(U_{sd}(s) - \hat{e}_d(s) + e_d(s)) \\ i_{sq}(s) &= F_q(s)(U_{sq}(s) - \hat{e}_q(s) + e_q(s)) \end{aligned} \tag{III.19}$$

Où \hat{e}_d et \hat{e}_q sont les perturbations reconstituées par le dispositif de commande ; si $\hat{e}_d = e_d$ et $\hat{e}_q = e_q$, le découplage est évident [1].

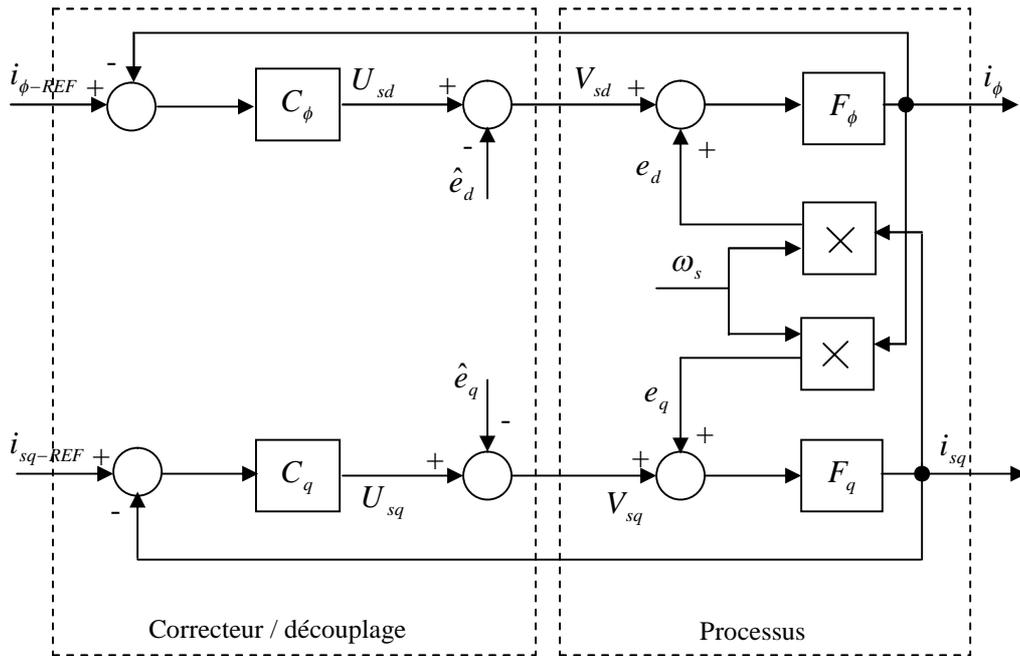


Figure (III.4) : Schéma fonctionnel du contrôle du couple (flux rotorique contrôlé).

III.2.6 Détermination des correcteurs

Les expressions numériques des fonctions de transfert du processus sont données comme suit et suivant les paramètres de la machine :

$$F_\phi(s) = \frac{1}{12.75 + 0.0048s^2 + 1.5020s} = \frac{0.0784}{(1 + 0.0033s)(1 + 0.1145s)} \quad (III.20)$$

$$F_q(s) = \frac{1}{12.75 + 0.0568s} = \frac{0.0784}{1 + 0.0045s} \quad (III.21)$$

Dans les deux cas, un correcteur à action proportionnelle et intégrale suffit à l'obtention de performances tout à fait satisfaisantes. Le choix de la dynamique en boucle fermée est libre mais doit respecter les limitations imposées par l'onduleur, notamment l'effet des couplages, est d'autant limité que le gain de boucle est élevé. Mais une telle disposition peut amener des dépassements de valeurs maximales permises sur les grandeurs de réglage [1], [20].

Les fonctions de transfert des correcteurs $C_\phi(s)$ et $C_q(s)$ sont déterminées en compensant la constante de temps dominante du processus. Il vient :

$$C_\phi(s) = K_\phi \frac{1 + 0.1145s}{s} \quad (III.22)$$

$$C_q(s) = K_q \frac{1 + 0.0045s}{s} \quad (III.23)$$

Dans l'hypothèse de la compensation parfaite, c'est-à-dire $\hat{e}_d = e_d$ et $\hat{e}_q = e_q$, la fonction de transfert en boucle fermée du système de régulation du flux (courant magnétisant) est :

$$F'_\phi(s) = \frac{i_\phi(s)}{i_{\phi-REF}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_\phi} s + \frac{0.0033}{K'_\phi} s^2} \quad (III.24)$$

Et celle de la boucle de courant i_{sq} est donnée par :

$$F'_q(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_q} s} = \frac{1}{1 + \tau_2 s} \quad (III.25)$$

Avec $K'_\phi = 0.0784K_\phi$ et $K'_q = 0.0784K_q$

L'expression (III.24) est analogue à celle d'un système de second ordre

$$F'_\phi(s) = \frac{i_\phi(s)}{i_{\phi-REF}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_\phi} s + \frac{0.0033}{K'_\phi} s^2} = \frac{1}{1 + 2\xi\tau_1 s + \tau_1^2 s^2}$$

La figure (III.5) illustre le lieu géométrique des racines de la boucle de courant magnétisant pour laquelle nous fixons à l'unité la facteur d'amortissement après avoir compenser la constante de temps dominante.

Les choix respectifs de $K_\phi = 531.8$ et $K_q = 12755$ imposent alors $\tau_1 = 12ms$ et $\tau_2 = 10ms$

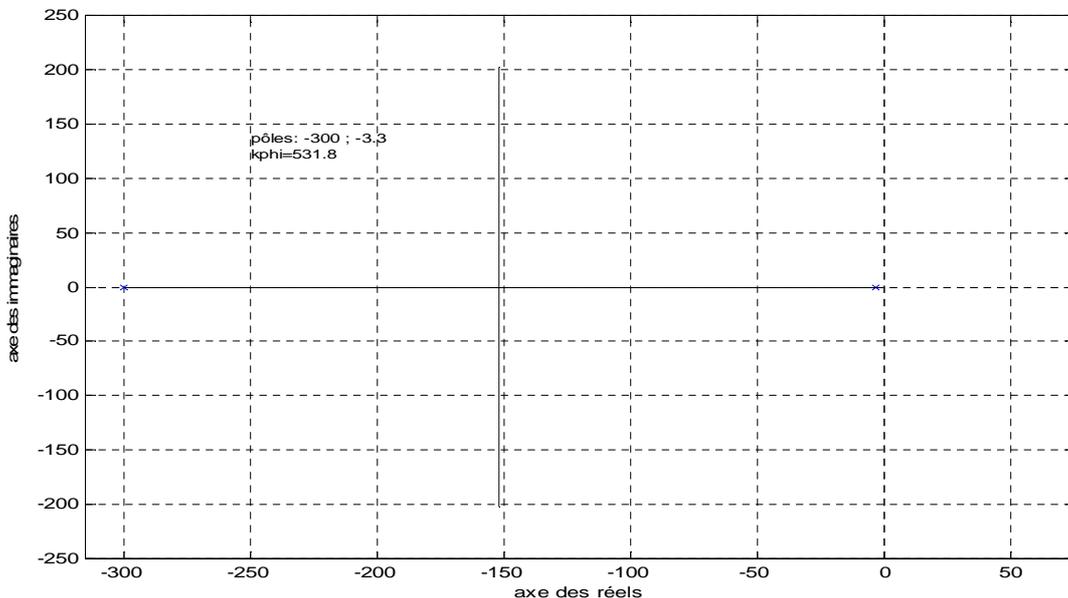


Figure (III.5) : Lieu géométrique des racines de la boucle de courant magnétisant (flux) pour $K_\phi = 531.8$.

La figure (III.6) montre, les réponses obtenues en poursuite sur le courant réglé d'une part, la grandeur de réglage d'autre part.

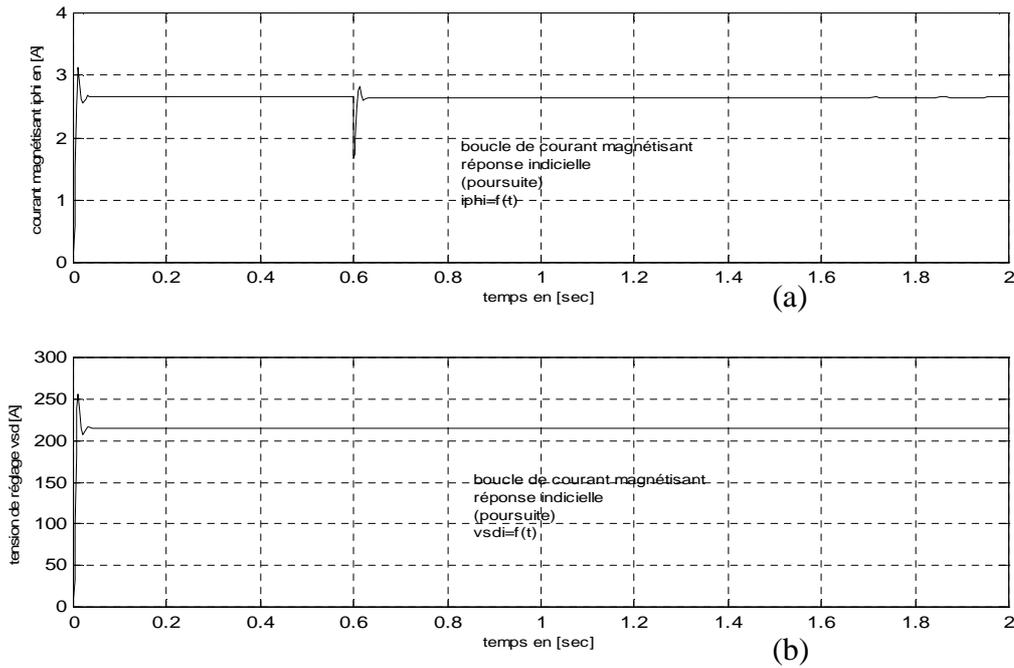


Figure (III.6) : Réponse de la boucle de flux, (a) courant magnétisant i_ϕ , (b) tension de réglage V_{sd} .

III.2.7 Valeurs nominales

La valeur nominale $i_{\phi N}$ du courant magnétisant est, en régime permanent, celle du courant i_{sd} absorbé à couple nul [1]. On suppose que le glissement est nul, il vient :

$$i_{dN} = \frac{V_{sdN}}{L_s \omega_{sN}} = 1.6A \tag{III.26}$$

Pour $V_{sN} = 220V$ et $\omega_{sN} = 314rad/s$

Où i_{dN} est le courant absorbé nominal efficace.

Lorsque la chute de tension statorique est négligée. On obtient la valeur instantanée du courant absorbé :

$$i_\phi = i_{sdN} = \sqrt{3}I_{dN} = 2.77A$$

Sachant que le couple nominal du moteur est de 6.3 Nm, de l'équation (III.7) on peut calculer la valeur nominale du courant i_{sq} :

Pour $i_{\phi N} = 2.77A$ on obtient $i_{sq} = 3.02A$

III.2.8 Régulation de la vitesse

On a vu que le principe de cette commande est basé sur l'expression du couple électromagnétique, ce qui facilite la conception du contrôle de la vitesse, la figure (III.7) illustre le schéma fonctionnel de ce contrôle.

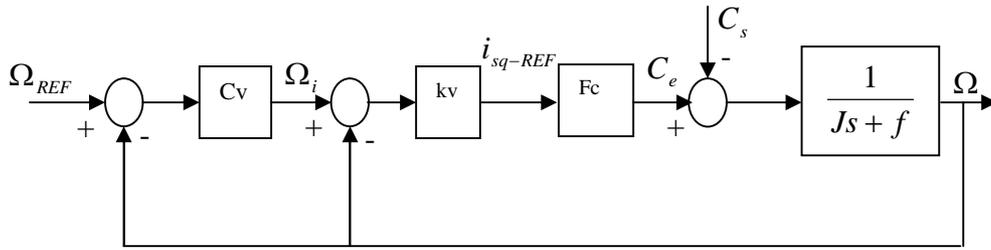


Figure (III.7) : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

Reprenons l'équation du couple électromagnétique (III.12) et la fonction de transfert de régulation du courant i_{sq} :

$$C_e = pL_s(1 - \sigma)i_\phi i_{sq}$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq-REF}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_q} s} = \frac{1}{1 + \tau_2 s}$$

Et supposant que la régulation du courant magnétisant est parfaite, c'est-à-dire $i_\phi = i_{\phi-REF}$

l'équation (III.12) devient :

$$C_e = pL_s(1 - \sigma)i_{\phi-REF} \frac{1}{1 + \tau_2 s} i_{sq-REF} \quad (III.27)$$

Posons $F_c(s) = pL_s(1 - \sigma)i_{\phi-REF} \frac{1}{1 + \tau_2 s}$, nous obtenons :

$$C_e = F_c(s)i_{sq-REF} \quad (III.28)$$

Considérons la fonction de transfert de la boucle interne et on néglige les frottements, posons

$C_s(s) = 0$:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_i(s)} = \frac{kv.F_c}{kv.F_c + J.s} \quad (III.29)$$

Posons maintenant $\Omega_i(s) = 0$, il vient :

$$\frac{\Omega(s)}{C_s(s)} = \frac{-1}{kv.F_c + J.s} \quad (III.30)$$

Détermination de kv :

$$\left. \frac{\Omega(s)}{\Omega_i(s)} \right|_{C_s=0} = \frac{1}{\frac{29.10^{-6}}{kv} s^2 + \frac{29.10^{-4}}{kv} s + 1} = \frac{1}{\tau_n^2 s^2 + 2\xi\tau_n s + 1}$$

Pour un amortissement unitaire et $\tau_n = 10ms$, par identification, on obtient : $kv = 0.1950$

Par conséquent :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_i(s)} = \frac{1}{(1 + 0.01s)(1 + 1.47s)}$$

$$\frac{\Omega(s)}{C_s(s)} = \frac{-28571.42.(1 + 10^{-2}s)}{(s^2 + 100s + 4986)}$$

Par conséquent :

$$\Omega(s) = \frac{1}{(1 + 0.01s)(1 + 1.47s)} \Omega_i(s) - \frac{28571.42.(1 + 10^{-2}s)}{(s^2 + 100s + 4986)} C_s(s) \quad (III.31)$$

- Détermination du régulateur de vitesse C_v

La boucle de vitesse externe est illustrée par le schéma fonctionnel (III.8), avec $C_s = 0$

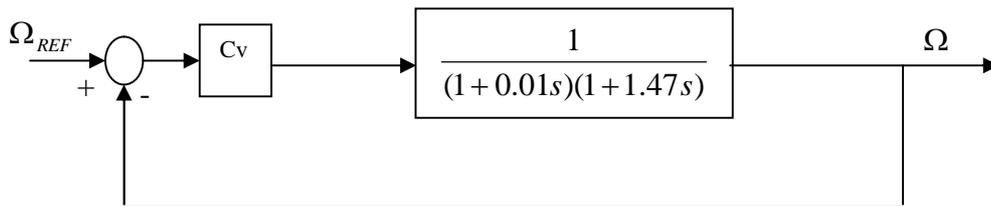


Figure (III.8) : Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse externe

L'idée pour déterminer C_v , c'est de compenser la constante de temps dominante, donc le régulateur à la forme suivante :

$$C_v(s) = kc \frac{1 + 1.47s}{s} \quad (III.32)$$

Où kc est le gain du régulateur.

Il vient :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{REF}(s)} = \frac{kc}{0.01s^2 + s + kc} \quad (III.33)$$

Par la méthode de placement de pôles on peut déterminer le gain kc , la figure (III.9) le lieu géométrique des racines de la fonction de transfert (III.33) pour $kc = 10$.

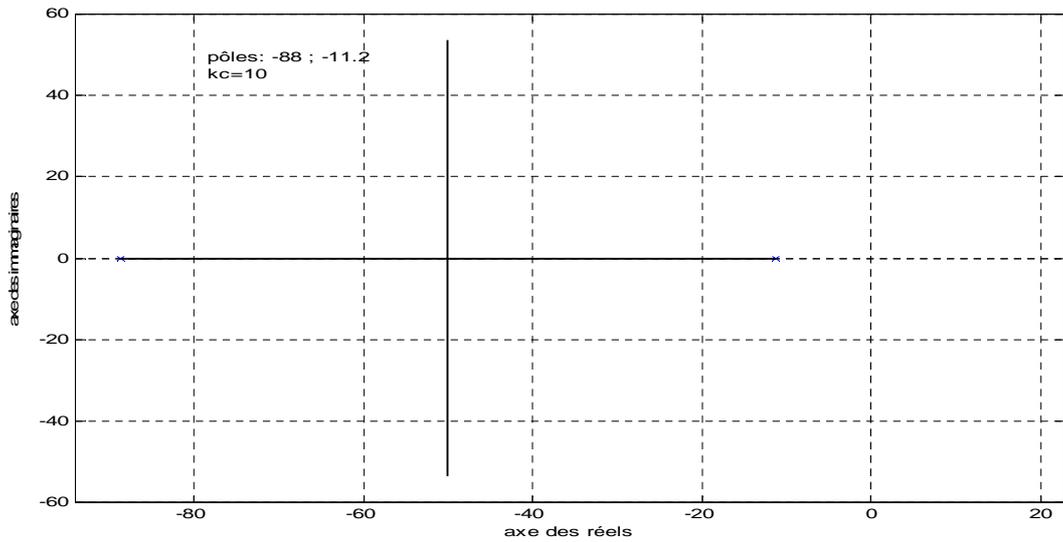


Figure (III.9) : Lieu géométrique des racines de la boucle de vitesse

Donc :

$$C_v(s) = \frac{10 \cdot (1 + 1.47s)}{s} \tag{III.34}$$

La figure (III.10) donne la réponse indicielle obtenue le cas d'un échelon unitaire, on constate le temps de réponse de 0.001s et un écart maximal de vitesse de l'ordre de 0.6 rad/s lors de l'application de l'échelon de charge de 0.5.

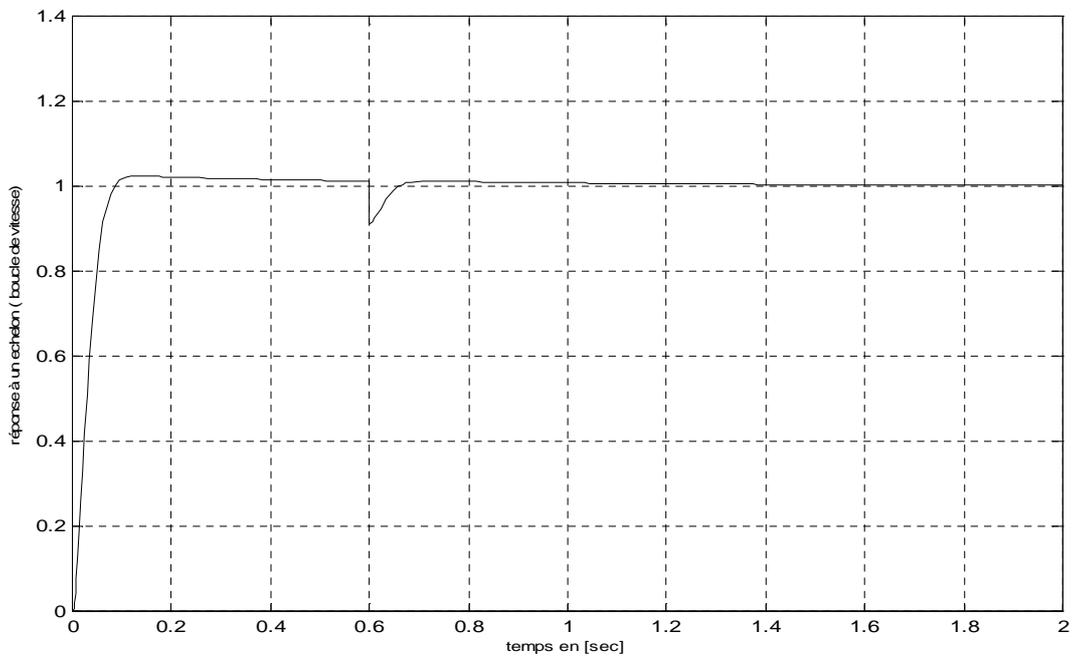


Figure (III.11) : Réponse indicielle de la boucle de vitesse.

III.2.9 Résultats de simulation

- **Test de régulation de la vitesse :**

Afin de valider la réalisation de ce type de contrôle. Nous avons simulé le système dans des conditions de charge variable. Les résultats obtenus pour ce test sont illustrés par la figure (III.12). Après un démarrage à vide, une charge nominale est appliquée à $t=1$ seconde. On remarque que le découplage est parfait, c'est-à-dire le flux rotorique transversal Φ_{rq} tend vers zéro. Avec une rapide installation du flux rotorique direct sans dépassement, donc on a pas le risque de saturation de la machine.

La poursuite entre i_{sq-REF} et i_{sq} est parfaitement effectuée avec le contrôle du courant i_{sq} . Evidemment les caractéristiques du couple et de la vitesse sont semblables à celle d'une commande linéaire d'une machine à courant continu. Après un transitoire normal, le couple suit sa nouvelle référence de la charge appliquée au même titre que le courant du stator qui marque une petite augmentation due à l'application de la charge. Pour la vitesse, la poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Après application de la charge le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse.

- **Test de poursuite de la vitesse**

Les courbes de la figure (III.13) ont été obtenues suite à une opération de démarrage en pleine charge avec changement du sens de rotation.

Les courant $i_{s\alpha}$ et $i_{r\alpha}$ présentent des oscillations assez importantes au premier transitoire, dans les limites des contraintes de la machine asynchrone en boucle ouverte, qui deviennent moins importantes aux transitoires qui suivent. Ceci montre que la poursuite en vitesse à charge nominale s'effectue sans appel prononcé de courant, par conséquent de ce point de vue l'échauffement est quasi régulier. Ces oscillations sont accompagnées par des pics de couple de valeur presque égale au double du premier pic.

La vitesse passe par des transitoires de courtes durées et de valeurs presque égales pour rejoindre sa référence. On ne remarque aucune transition pour les composantes directe et transversale du flux rotorique, ce qui nous permet de dire que la poursuite en vitesse, s'effectue normalement avec conservation des propriétés fondamentales de l'orientation du flux et du découplage entre ce dernier et le couple. Ce qui confère à la commande réalisée tout son caractère linéaire.

- **Régulation de vitesse par défluxage :**

La figure (III.14) illustre la simulation de la commande pour une augmentation de vitesse au-delà de la vitesse nominale lors d'un démarrage en pleine charge. L'augmentation de la vitesse est accompagnée par une légère augmentation du flux rotoriques, naturellement, le couple et la vitesse

présentent une transition très brève, après laquelle ils poursuivent leurs consignes avec une erreur statique négligeable. La composante transversale du flux est toujours nulle, ce qui assure l'existence continue du découplage entre le flux et le couple, donc la commande vectorielle répond positivement à ce test.

- **Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique :**

Le travail effectué suppose les paramètres de la machine constants, ce pendant il est à signaler que dans ce type de commande la connaissance exacte de T_r est pratiquement nécessaire car elle intervient dans le modèle dynamique du flux rotorique, la variation de la constante de temps rotorique peut engendrer la perte du découplage entre le flux et le couple. La figure (III.15) montre que la composante Φ_{rq} n'est plus nulle, une fois la résistance rotorique est augmentée de 30%,

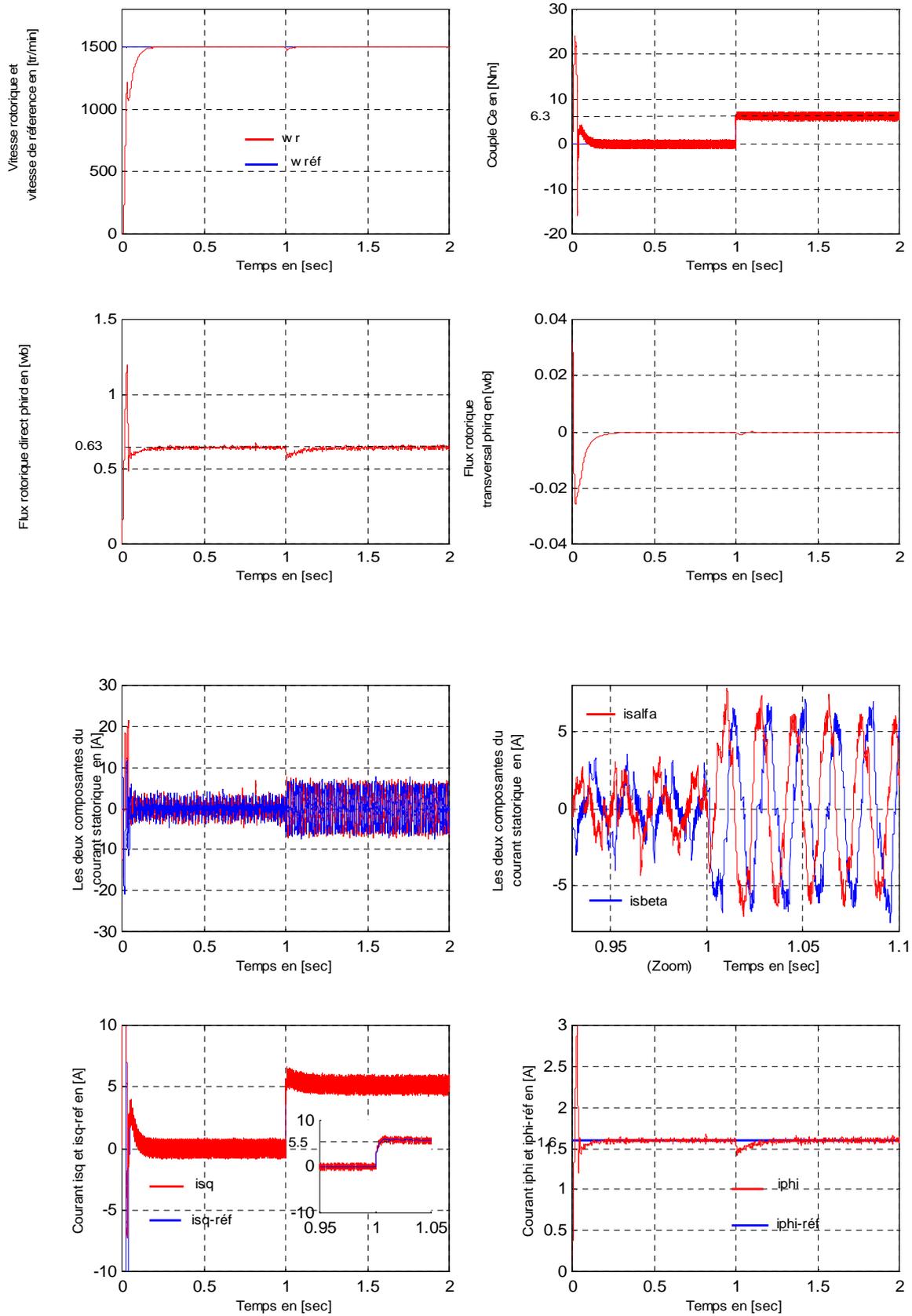


Figure (III.12) : Test de régulation de la vitesse avec démarrage à vide et application d'une charge nominale après une seconde.

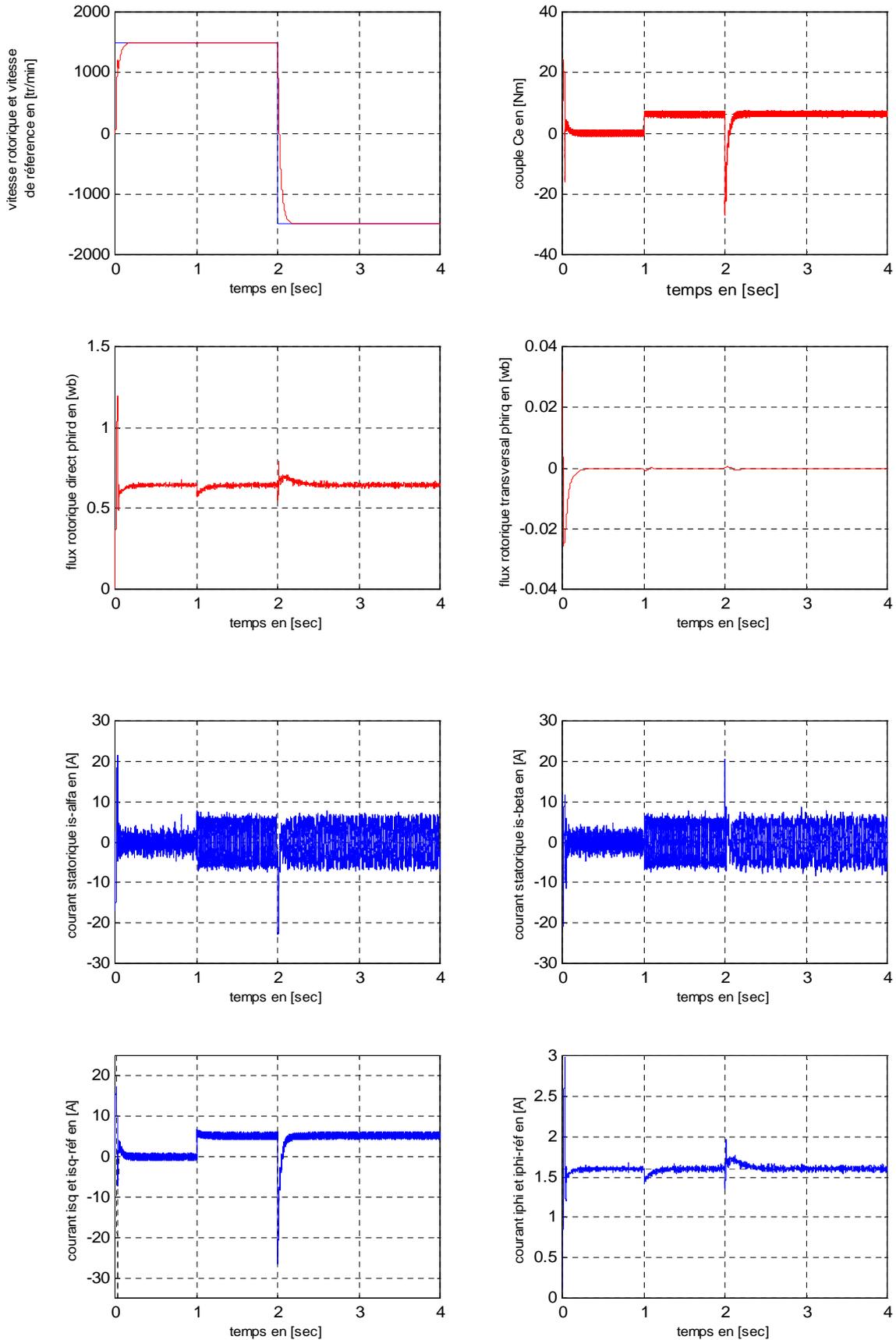


Figure (III.13) : Test d'inversion du sens de rotation charge nominale appliquée à 1s.

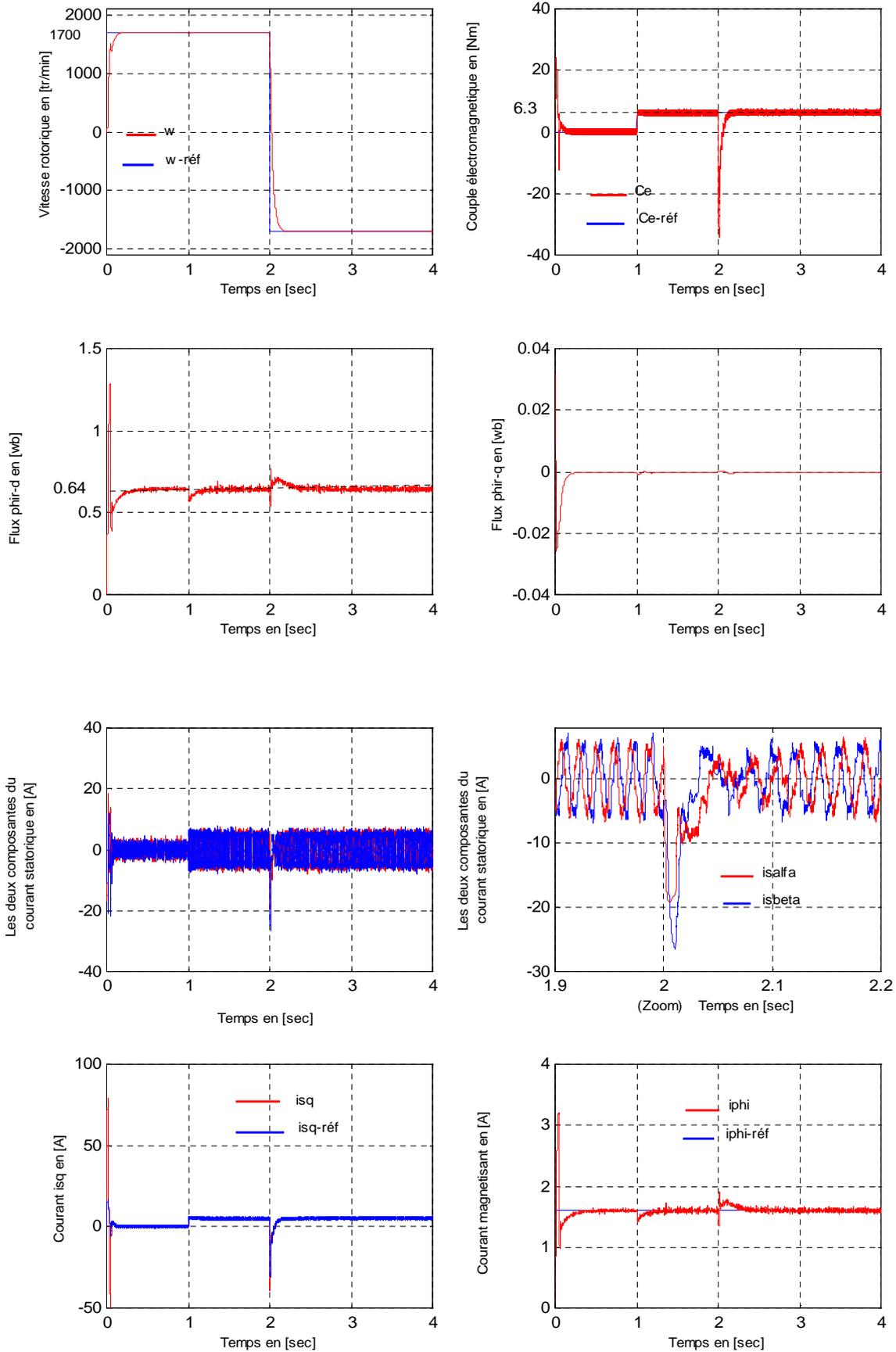


Figure (III.14) : test de régulation de la vitesse par dé fluxage sous charge nominale.

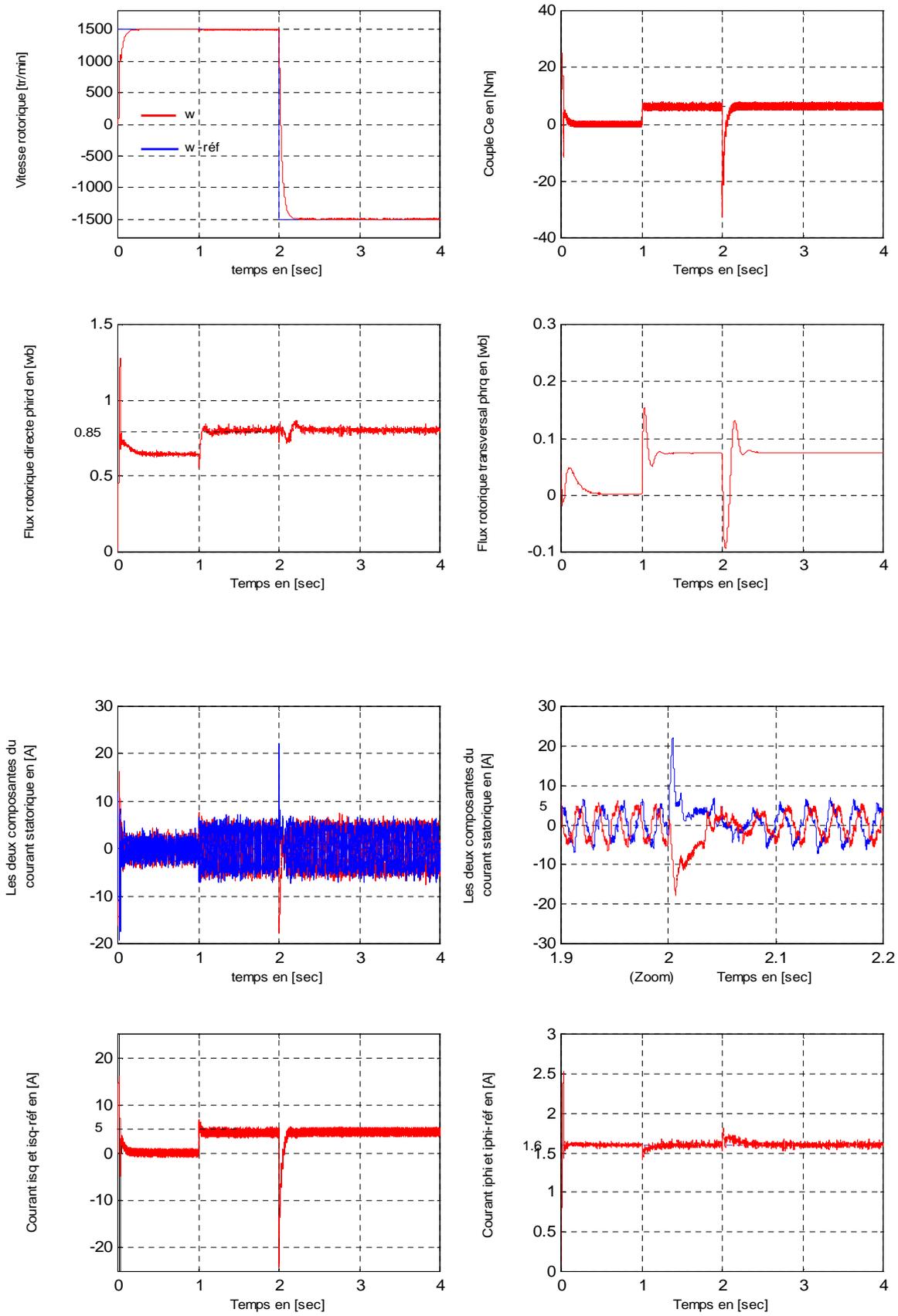


Figure (III.15) : test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique de 30% sous charge nominale.

III.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

III.3.1 Principe de base

La conception de cette commande est la même que celle de la commande précédente, la différence fondamentale étant dans le contrôle du flux et de couple réalisé en boucle ouverte [1]. L'analyse des résultats précédents montre que le flux est, en fait, peu affecté par le découplage. La démarche consiste à admettre la contrainte $\Phi_{rq} = 0$ de sorte que les propriétés enchaînées vue au paragraphe III.2 sont à priori conservées et à considérer qu'après l'établissement du flux, le courant magnétisant i_ϕ reste sensiblement invariant. D'après l'estimateur d'équation (III.11), il est alors égal à i_{sd} de sorte que l'expression du couple devient :

$$Ce = pL_s(1 - \sigma)i_{sd}i_{sq} \quad (\text{III.36})$$

D'après l'équation (III.36), l'estimateur de flux n'est plus nécessaire puisque les grandeurs contrôlées sont maintenant les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} . Si dans l'expression (III.11) de la vitesse rotorique ω_r , on remplace les deux courants par leurs références respectives, la nouvelle estimation est donnée par :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{1}{T_r i_{sd-REF}} i_{sq-REF} \quad (\text{III.37})$$

III.3.2 Organisation de la commande

La figure (III.16) donne l'organisation fonctionnelle de la commande selon le concept de boucle ouverte, puisque ni le flux, ni la position du référentiel ne sont contrôlées. Sur la figure, on distingue deux parties essentielles, d'une part l'autopilotage et, d'autre part, le contrôle des courants réalisé au moyen de correcteurs à hystérésis.

L'avantage de cette commande c'est que elle est simple à mettre en œuvre ainsi sa simplicité de réglage, le choix de la largeur du cycle d'hystérésis conditionne la précision sur les courants ainsi que la fréquence de commutation.

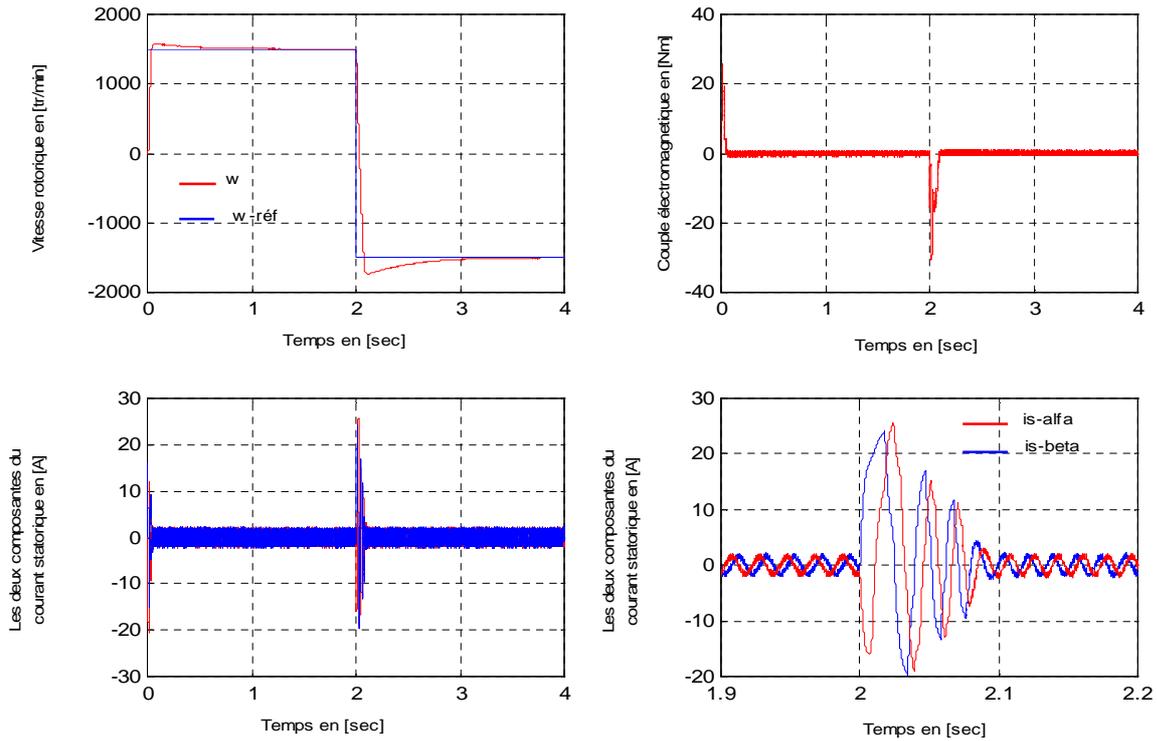


Figure (III.17) : Evolution de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, les courants de réglage $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (test à vide).

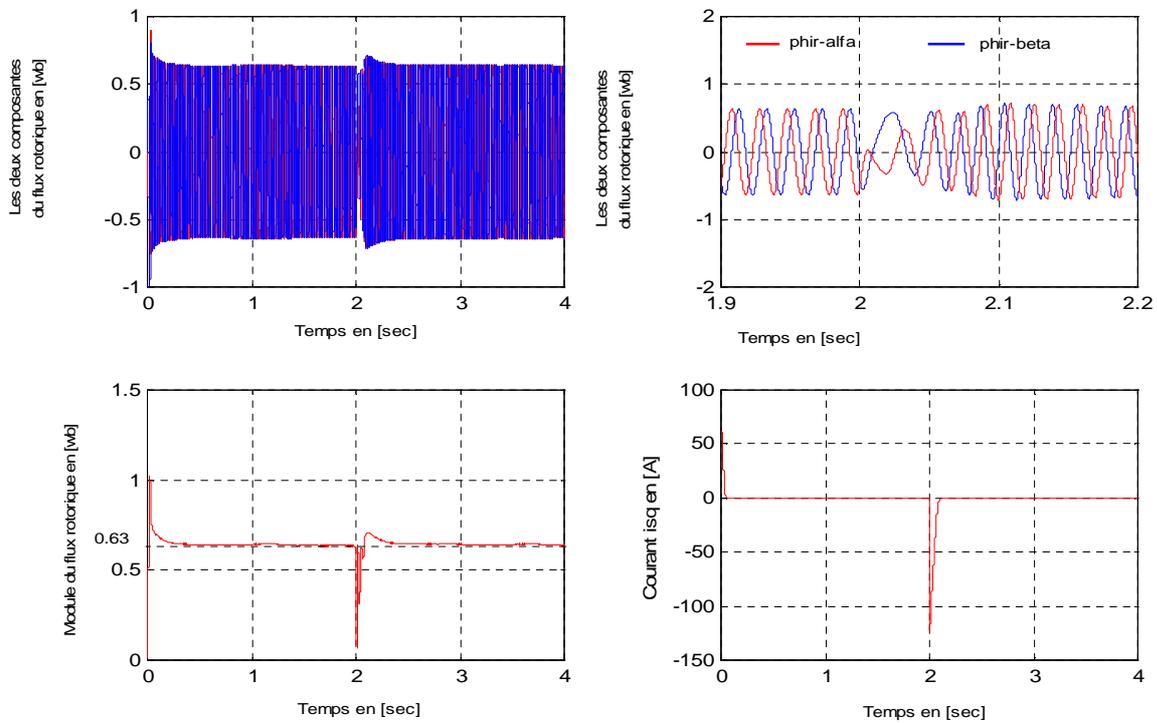


Figure (III.18) : Les deux composantes du flux rotorique, le module du flux rotorique et le courant i_{sq} issu de la régulation de vitesse (test à vide).

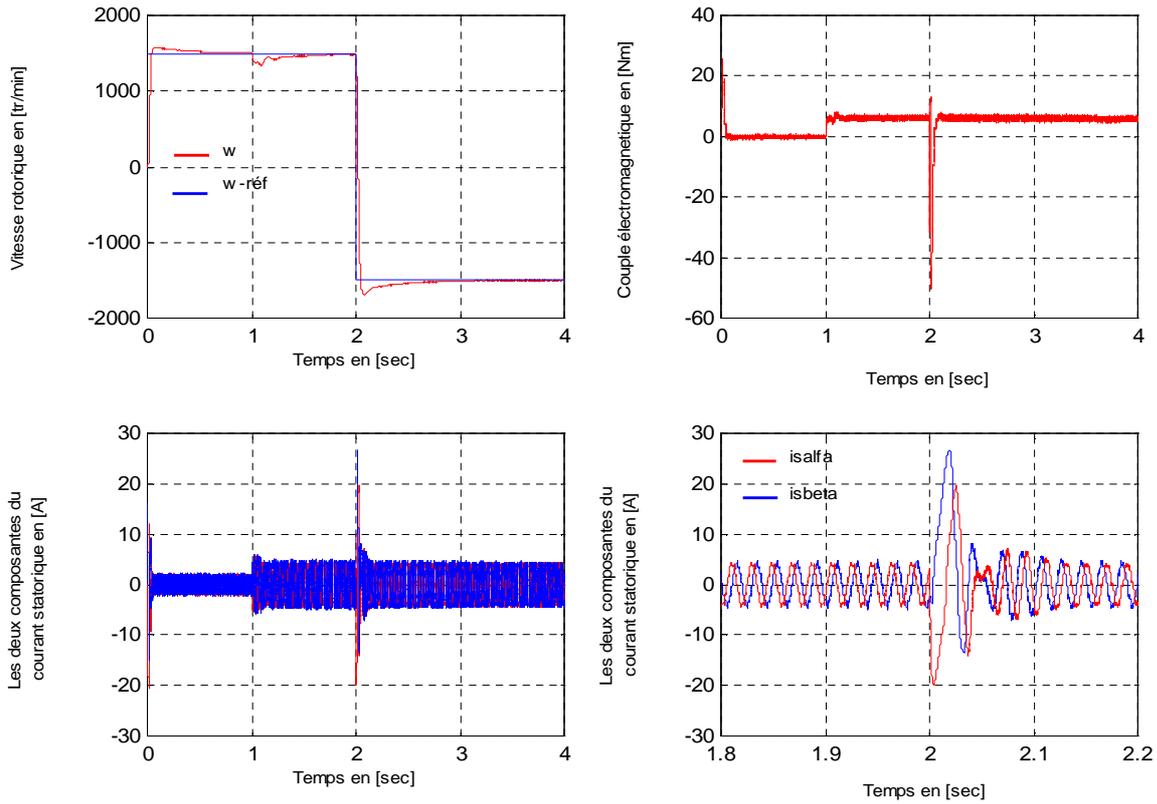


Figure (III.19) : Evolution de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, les courants de réglage $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (charge nominale appliquée à $t=1$ sec).

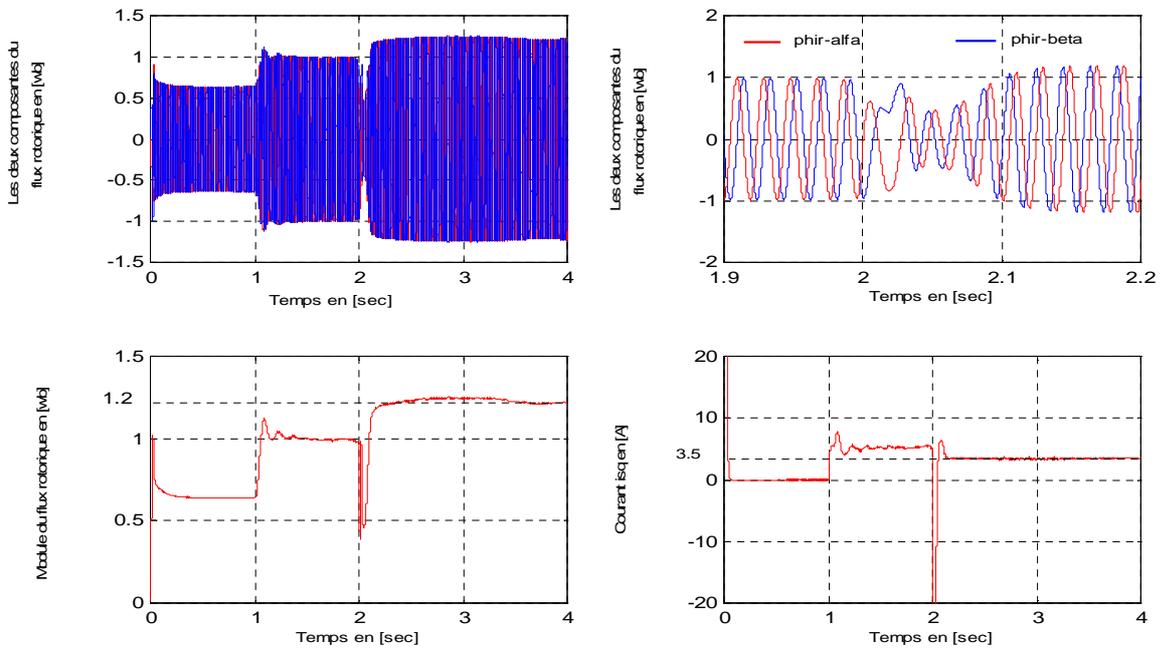


Figure (III.20) : Les deux composantes du flux rotorique ($\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$), le module du flux rotorique et le courant i_{sq} issu de la régulation de vitesse (charge nominale appliquée à $t=1$ sec).

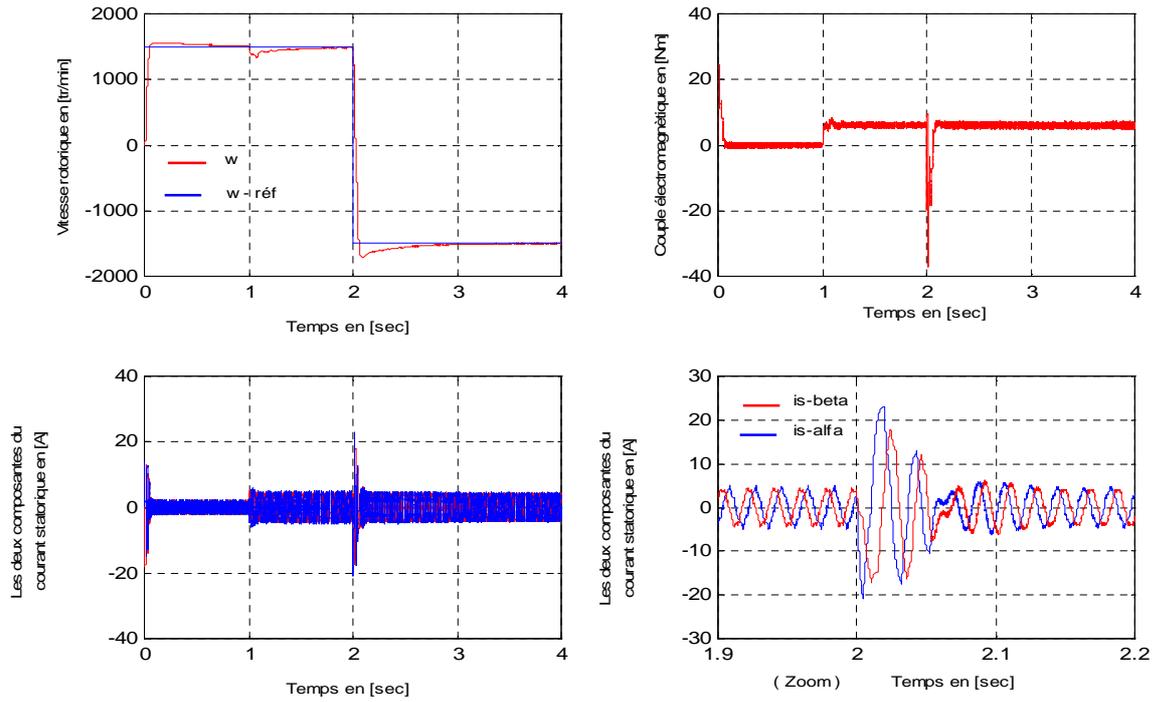


Figure (III.21) : Evolution de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, les courants de réglage $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (charge nominale appliquée à $t=1$ sec et R_r augmentée de 30%).

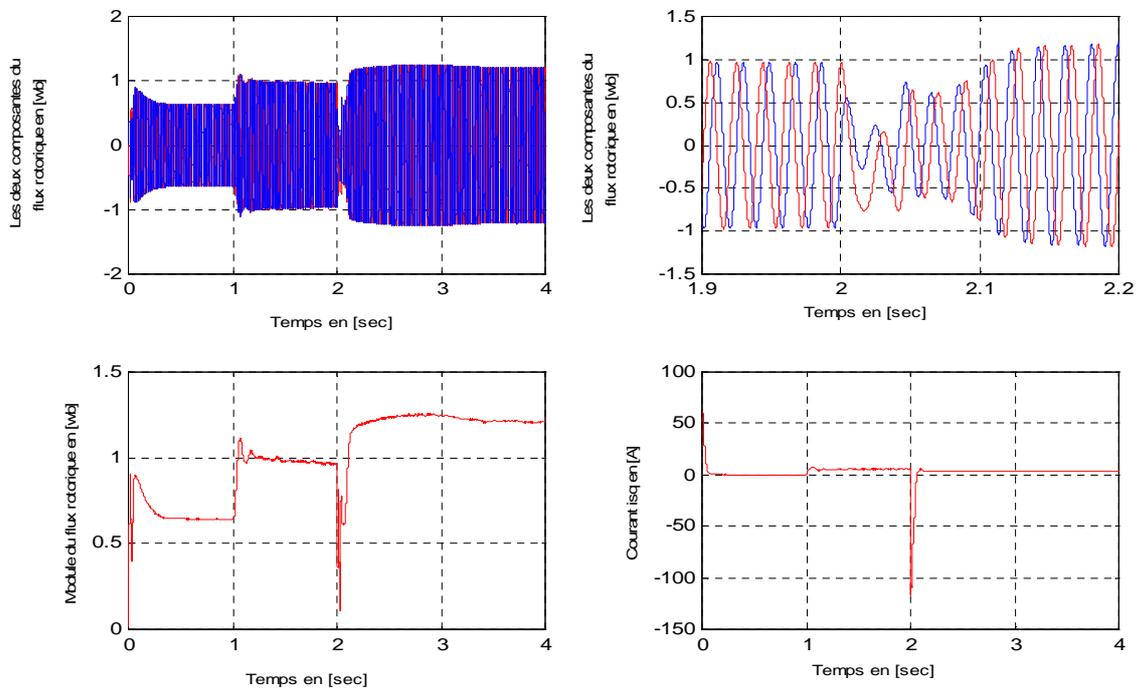


Figure (III.22) : Les deux composantes du flux rotorique ($\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$), le module du flux rotorique et le courant i_{sq} issu de la régulation de vitesse (charge nominale appliquée à $t=1$ sec et R_r augmentée de 30%).

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, deux techniques de commande vectorielle, ont été appliquées au moteur. D'après les résultats de simulation, on peut conclure que la commande vectorielle directe, est plus performante par rapport à la commande vectorielle indirecte. Notre choix est porté sur la deuxième commande vu sa simplicité de point de vue mise en œuvre pratique. Dans le chapitre qui suit une validation expérimentale sera présentée. On présentera une commande sans capteur suite à l'utilisation des différents observateurs dans la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

CHAPITRE IV
VALIDATION EXPERIMENTALE

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la structure matérielle qui permet de réaliser les différentes tâches devant être accomplies au préalable avant l'implantation des différents observateurs en boucle ouverte, ainsi que la commande vectorielle indirecte avec capteur de vitesse est sans capteur de vitesse.

L'objectif est double. Il nous permettra, dans un premier temps, de présenter l'environnement expérimental installé, puis par la suite, d'adapter et de régler le comportement de la machine à l'environnement RTI (Real Time Interface) de la carte DS1103. Ceci, sera réalisé pour un cas de démarrage directe. Nous présenterons, à la fin de ce chapitre, les résultats des tests et réglages.

Les nouvelles générations de microprocesseurs et notamment des processeurs de signal DSP (Digital Signal Processor) intègrent des unités de calcul à virgule flottante, ce qui élimine tous les problèmes liés aux erreurs de quantifications et au choix des facteurs d'échelle, erreurs qui sont souvent responsables de la détérioration des performances.

Nous exposons à la section (IV.2) la description générale du banc d'essai expérimental. Puis de manière détaillée dans les sections (IV.3) et (IV.4) les principaux constituants du banc d'essai. Nous mettons, par conséquent, l'accent sur les parties qui ont été réalisées, et cela dans l'objectif sus-cité.

IV.1 Description du banc d'essai

Le banc d'essai expérimental, figure (IV.1), est constitué ;

- Le convertisseur statique est composé d'un redresseur triphasé d'un bloc de filtrage et d'un onduleur de tension à base de Mosfet pilotés à 3 kHz. La carte DS 1103 fournit directement les signaux MLI centrés. La carte d'interface permet d'attaquer les Mosfet avec des niveaux de tensions similaires. Cet onduleur est piloté par une carte à base de processeur DSP TMS320F240 et les grandeurs de commandes sont synchronisées à la période 125 μ s.
- d'une carte dSPACE DS1103 à double processeur de signal ; le PowerPC 604 du constructeur Motorola travaillant autant que maître et le TMS320F240 du constructeur Texas Instruments, travaillant autant qu'esclave (Master-Slave configuration). La carte est logée dans le Bus ISA du PC. Elle dispose d'une interface soft « Control Desk Ver. 1.2 ». Celui-ci, gère les composants temps réel (RTI) de la carte DS1103. L'installation correcte de la partie software permet

d'exploiter la librairie temps réel « RTI103 library » de la DS1103 sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

- d'un moteur asynchrone de 1 kW à cage, accouplé à un frein électromagnétique à poudre qui constitue la charge. L'ensemble est disposé sur un support rigide en acier. Des accouplements rigides en torsion et souples en flexion, autorisent une compensation des défauts d'alignement et assurent une bonne transmission du couple.
- d'un capteur de vitesse, disposé sur le même alignement de l'axe du moteur. Il permet la mesure de la vitesse et/ou la position.
- d'une carte de mesure des tensions et des courants. Elle est composée de six capteurs à effet Hall suivants :
 - capteur de tension à base de LEM LV25-VP ;
 - et de courant, les LEM LA25-A.

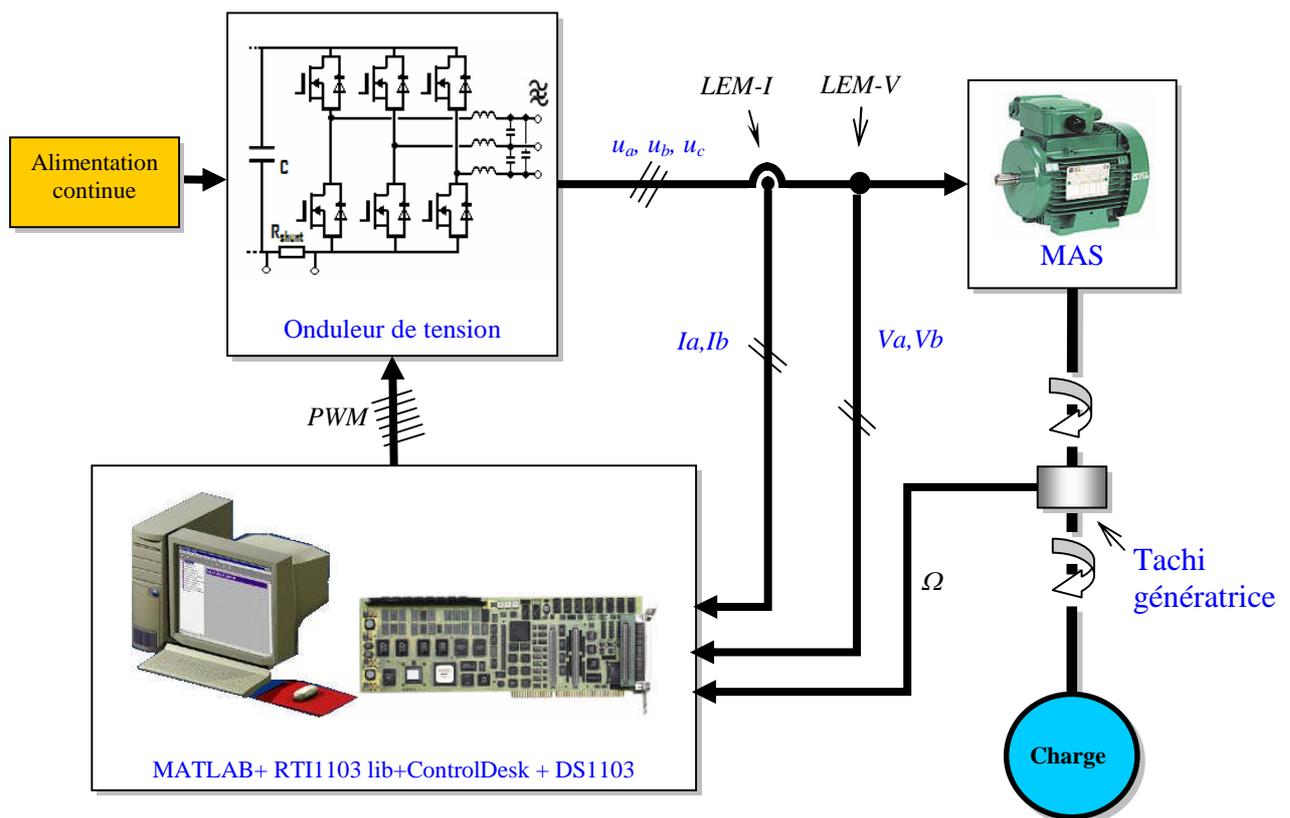


Figure (IV.1) : Banc expérimental à base de dSPACE

IV.2 Principales caractéristiques de la carte dSPACE DS1103.

Le DS1103 est un système électronique conçu entre autre pour développer des systèmes de commande en temps réel. Ce système est relativement rapide grâce notamment à la présence de deux processeurs de signaux préalablement cités. Le temps réel du système permet d'une part de

faire l'acquisition des mesures nécessaires et d'autre part d'élaborer la commande et de piloter le convertisseur de puissance. Le DS1103 présente les caractéristiques suivantes :

- **La conversion analogique numérique (ADC)**

L'unité ADC comprend :

- 04 convertisseurs disposés en parallèle, multiplexés en 4 canaux de résolution de 16-bit chaque, avec un temps de conversion de 4 μ s. La plage du signal d'entrée de ± 10 V.
- 04 convertisseurs disposés en parallèle avec 1 canal pour chacun à 12-bit de résolution à 800 ns de temps de conversion et de plage du signal d'entrée de ± 10 V.

Le DSP esclave dispose de :

- 02 convertisseurs en parallèle, multiplexés en 4 canaux de résolution de 10-bit, le temps de conversion est de 6 μ s avec un signal d'entrée admis de ± 10 V.

- **Les entrées/sorties numériques (Digital I/O)**

- L'unité I/O du DSP maître dispose de 32-bit input/output ;
- L'unité I/O du DSP esclave dispose d'uniquement 19-bit input/output.

- **Un support de communication CAN**

- CAN 2.0A, 2.0B et ISO/DIS 11898.

- **La conversion numérique/analogique (DAC)**

- 02 DAC avec 4 canaux chacun à 14-bit de résolution et de ± 10 V de plage de la tension sortie.

- **Une Interface Codeur Incrémental.**

- 01 canal analogique avec un compteur de 22/38-bit,
- 01 canal numérique avec un compteur de 16/24/32-bit,
- 05 canaux numériques avec un compteur de 24-bit.

- **Contrôleur d'interruption.**

- **Interface de communication série (Serial I/O)**

- Interface UART, configurable en mode RS-232 ou RS-422.

- **Compteurs internes (Timer)**

- Décompteur 32-bit avec fonction d'interruption (Timer A) ;
- Compteur 32-bit avec pre-scaler et fonction d'interruption ;
- Décompteur 32-bit avec fonction d'interruption (PPC built-in Decrementer) ;
- Registre base de temps 32/64-bit (PPC built-in Time base Counter).

- Compteur comparateur entrée/sortie (Timing I/O)
- L'unité Timing I/O du DSP esclave contient
 - 4 sorties PWM accessibles pour le standard DSP PWM générateur ;
 - 3 x 2 sorties PWM accessibles pour le DSP PWM3 générateur et le DSP PWM-SV générateur ;
 - 4 canaux parallèles accessibles pour le générateur de fréquence du DSP esclave ;
 - 4 canaux parallèles accessibles pour le générateur de fréquence (F2D) et le (PWM2D) du DSP esclave.

La figure (IV.2) ci-dessous résume les périphériques du DS1103.

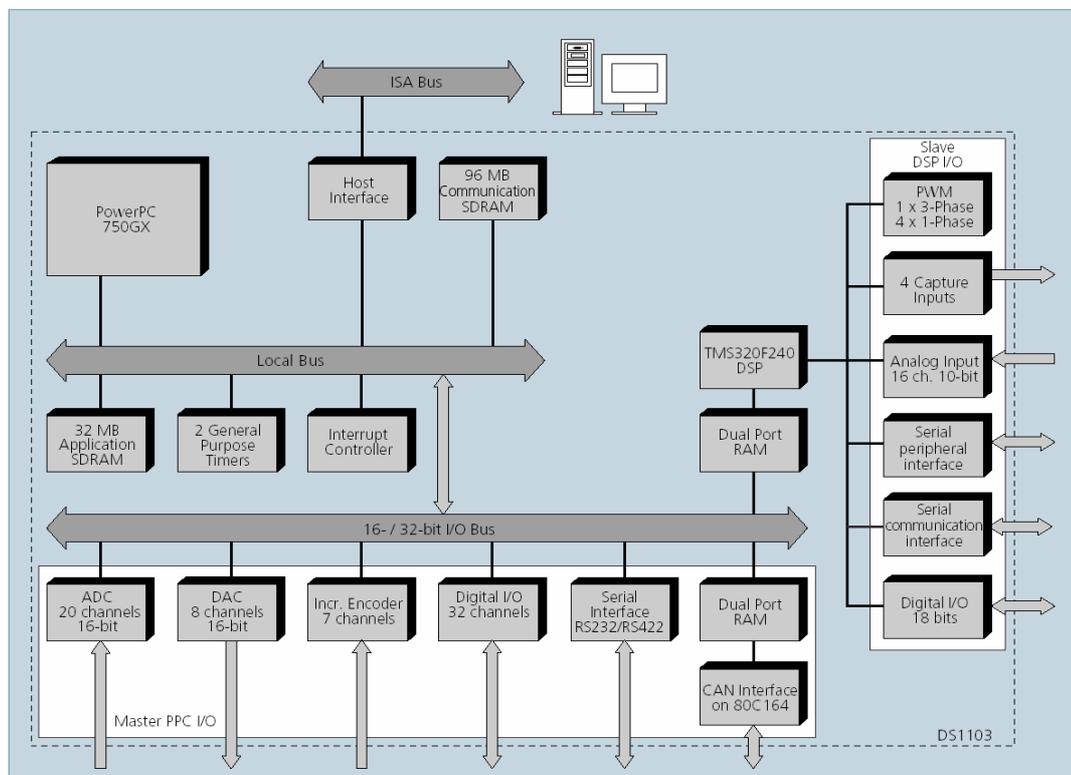


Figure (IV.2) : Architecture et périphérique du DS1103

IV.3 Carte de mesure des courants et tensions

C'est une carte de mesure chargée de la capture des différentes grandeurs électriques requises par le système. Les capteurs des tensions et des courants utilisés sont respectivement les LEM LV 25-P et les LEM LA 25-NP. La carte est capable de capter deux courants et deux tensions alternatives.

La famille des LEM repose sur la compensation du champ magnétique. Le champ magnétique généré par le courant à mesurer I_s est compensé par un champ créé par le bobinage secondaire, qui

Incorpore une sonde à effet Hall, associée à un circuit électronique de compensation. Le courant mesuré est l'image du courant de l'enroulement primaire au facteur près du rapport de nombre de spires des deux enroulements. Les caractéristiques de ce capteur sont données en annexe B.

IV.4 Architecture logicielle

La solution logicielle retenue et qui s'offre à nous, pour implanter les algorithmes des différents observateur, ainsi que la commande vectorielle indirecte avec capteur et sans capteur, est l'utilisation du logiciel de calcul « MATLAB » surmonté du modelleur graphique « SIMULINK ».

L'avantage de cet environnement est, qu'une loi de commande élaborée sous SIMULINK s'implante directement sur la carte dSPACE au moyen de l'interface logiciel « Real Time Workshop ». En effet, dès que l'algorithme est chargé dans dSPACE, l'application s'exécute en temps réel indépendamment du PC.

Les périphériques soft de la carte dSPACE sont accessibles dans la librairie du logiciel SIMULINK sous le nom RTI1103. Ainsi donc, pour passer d'une simulation à l'expérimentation sur banc, il suffit de supprimer du schéma de simulation les entrées/sorties simulées ainsi que les modèles simulés de la machine et de l'onduleur, et de les remplacer par des entrées/sorties (DAC, ADC, Inplug et Outplug) de la librairie DS1103 correspondant au périphériques de connexions physiques.

IV.5 Validation des modèles de simulation

IV.5.1 Implantation d'un démarrage direct

L'implantation d'un démarrage direct de l'association convertisseur/Machine est réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. La génération du code nécessaire à l'implantation de ce démarrage sur la carte dSPACE est réalisée à travers l'interface RTI du logiciel SIMULINK. On visualisera la vitesse, les courants statoriques et le module du flux. Le schéma de la commande en boucle ouverte (B.O.) est fourni ci-dessous figure (IV.3).

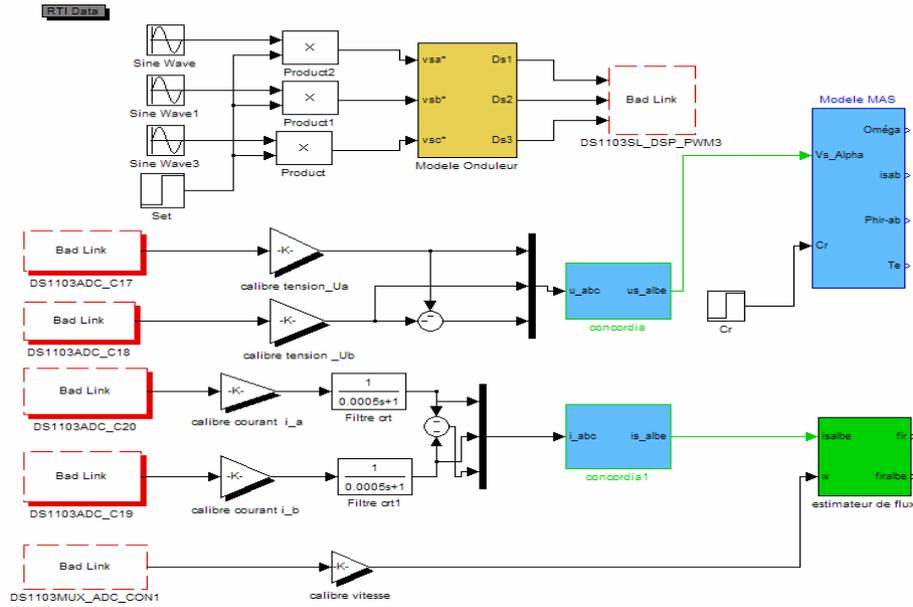


Figure (IV.3) : Schéma du démarrage direct

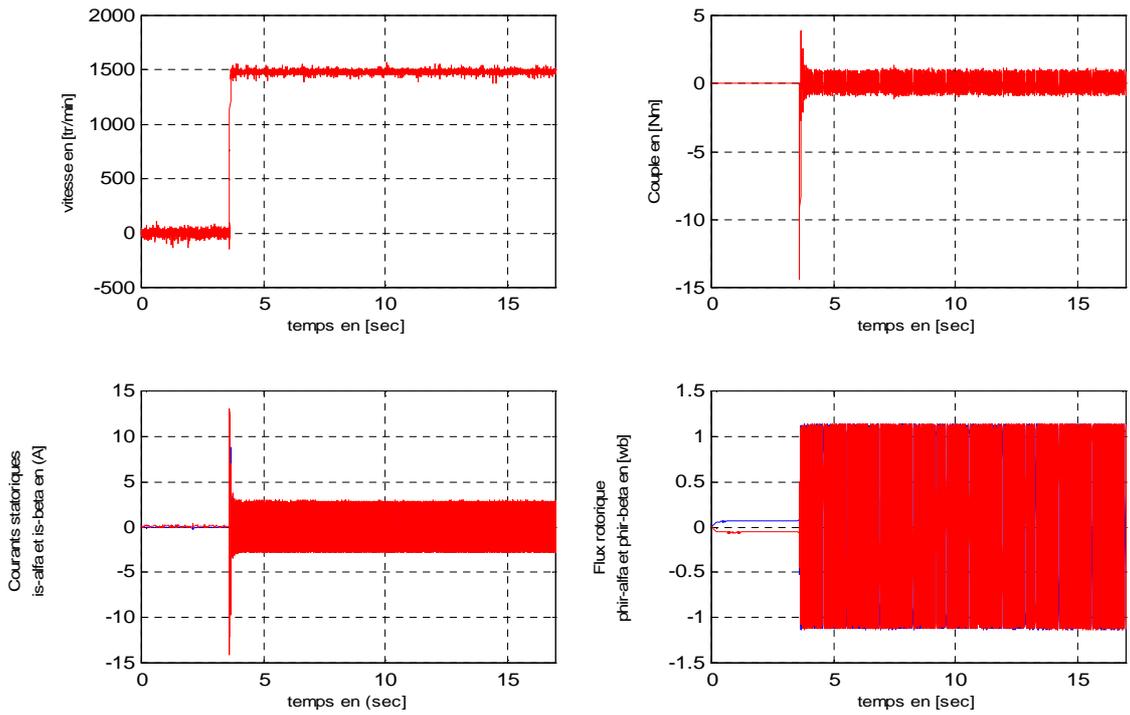
Cette opération est réalisée en temps réel avec une période d'échantillonnage fixée à 10^{-4} sec en utilisant Runge–Kutta d'ordre 4.

IV.5.2 Résultats expérimentaux de l'essai de démarrage direct

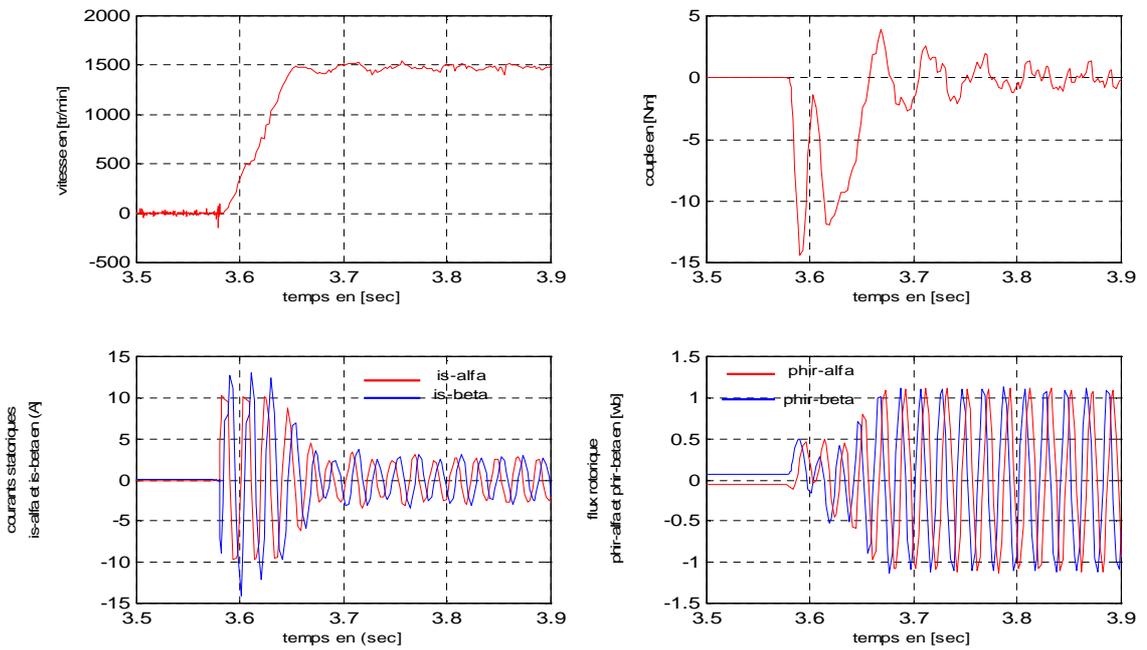
La vitesse, les courants statoriques diphasés ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et les flux estimés ($\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$) expérimentaux sont fournis par les courbes de la figure (IV.4), sur cette figure, le couple passe par un maximum environ 3 Nm puis se rétablit à 0.5 Nm. Cette dernière valeur est due à l'accouplement de la machine à la charge qui, incontestablement présente un frottement supplémentaire. Le module du flux rotorique s'établit à sa valeur de 0.5 Wb laquelle valeur est inférieure au flux nominal correspondant à la tension d'alimentation imposée au moteur à travers l'onduleur de tension qui est environ 200 V efficace entre phases. De même, pour la vitesse, en fonction de la tension d'alimentation, la vitesse s'établit à 1500 tr/min. Quant au courant, il s'établit à sa valeur à vide de 1.2 A dans le repère (α, β) après un bref passage transitoire.

Les gains pour le calibrage des courants sont donnés respectivement par ; $g_{i_a}=8.7176$ pour l'entrée analogique DS1103ADC20 et $g_{i_b}=10.72$ pour l'entrée analogique DS1103ADC19. Le calibrage des tensions est réalisé par les gains $g_{v_a}=g_{v_b}=806.0083$ respectivement à travers les entrées analogiques DS1103ADC17 et DS1103ADC18. Pour la vitesse mesurée (en rad/s), le gain de calibrage vitesse est $g_{vit}=104.72$ à travers l'entrée analogique DS1103MUXADC_CON1.

Les résultats obtenus figures (IV.4) et (IV.5), correspondent à la tension $U_{ond} = 320$ VDC.



(a)



(b)

Figure (IV.4) : Résultats expérimentaux d'un démarrage direct en temps réel,

(a) Relevés effectués sur une plage de 17 s de temps

(b) Zoom effectué sur les mêmes relevés.

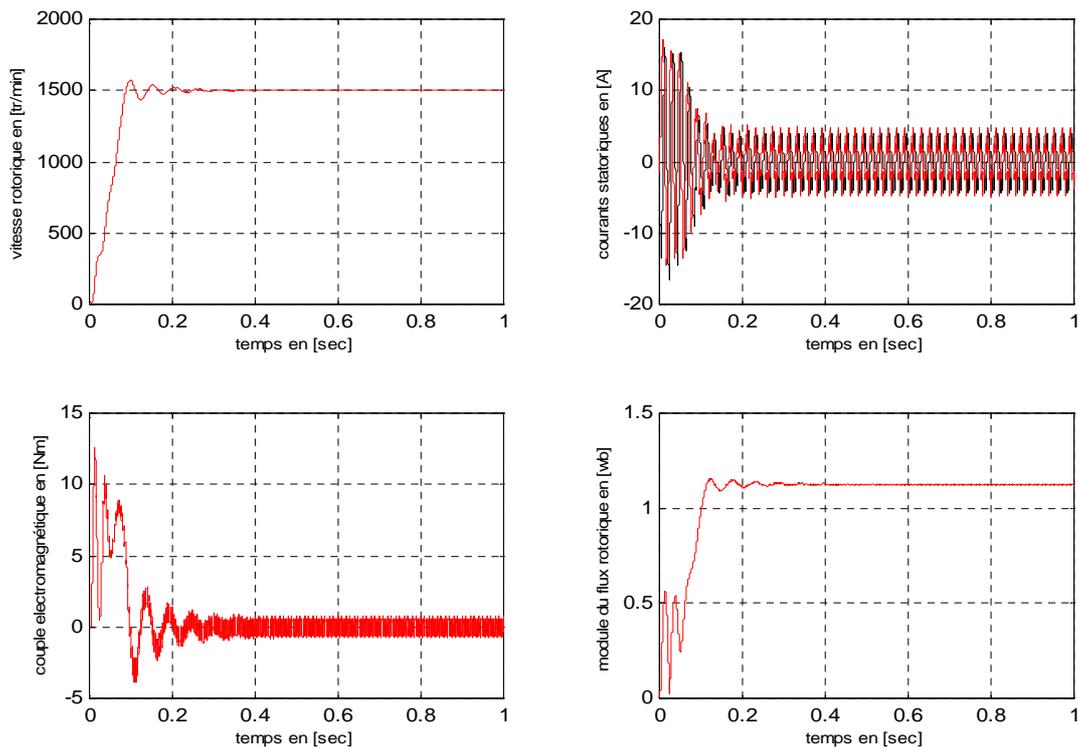


Figure (IV.5) : Résultats expérimentaux d’un démarrage direct correspondants aux modèles.

La figure (IV.6) montre le diagramme dédié à l’estimation du couple et du flux rotorique. Le module et l’argument de ce dernier sont reconstitués par l’estimateur du flux décrit les équations (I.28). Le couple électromagnétique est reconstitué en utilisant le flux estimé et les courants statoriques acquis, selon l’équation du couple (I.35).

une photo du banc d’essai au sein du laboratoire LSP-IE est données en Figure (IV.7).

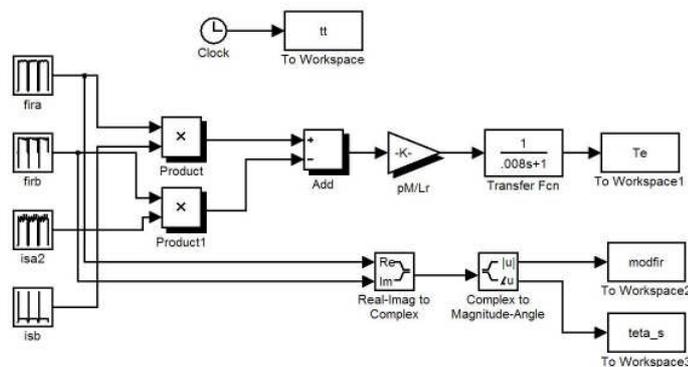


Figure (IV.6) : Estimation du couple électromagnétique, module et argument du flux rotorique.

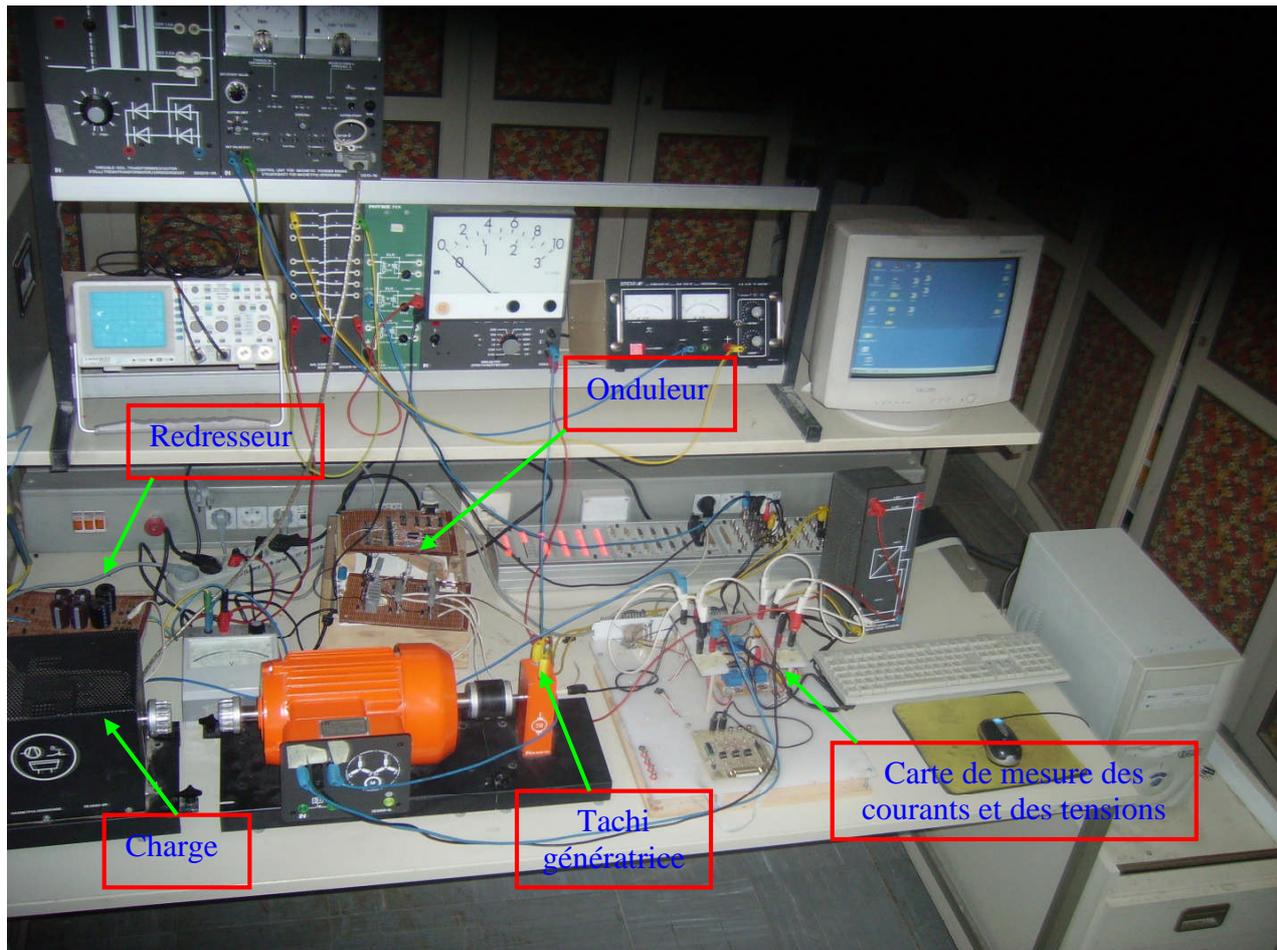


Figure (IV.7) : Vue de l'ensemble du banc d'essai.

Les résultats obtenus lors de cette expérimentation (démarrage direct) semblent valider ceux obtenus en simulation. Néanmoins, le frottement total du système a dû être affecté ce qui explique l'apparition d'un couple résistant additionnel.

Les résultats obtenus sur les courants sont quant à eux cohérents, ainsi le modèle et les paramètres de calibrages seront maintenus à l'état pour l'implantation des observateurs en boucle ouverte ainsi que la commande vectorielle indirecte avec capteur et sans capteur de vitesse, objet de notre travail.

IV.6 Tests expérimentaux des différents observateurs et estimateurs en boucle ouverte

IV.6.1 Observateur d'état

La figure (IV.8) illustre la vitesse rotorique estimée, réelle et le couple électromagnétique. On constate que l'erreur de vitesse est nulle en régime permanent. On remarque aussi que l'estimateur de vitesse est robuste en régime permanent à vide. La figure (IV. 9) illustre l'allure des courants statoriques réels et simulés, on constate un faible déséquilibre au niveau des courants réels par rapport au courant issu de la simulation de la machine asynchrone, et le déphasage entre

les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ est bien $\frac{\pi}{2}$ comme le montre la figure (IV. 9). Sur la figure (IV.10) on montre l'allure du module du flux rotorique estimé issu des essais expérimentaux, on constate que l'observateur d'état de flux fonctionne parfaitement.

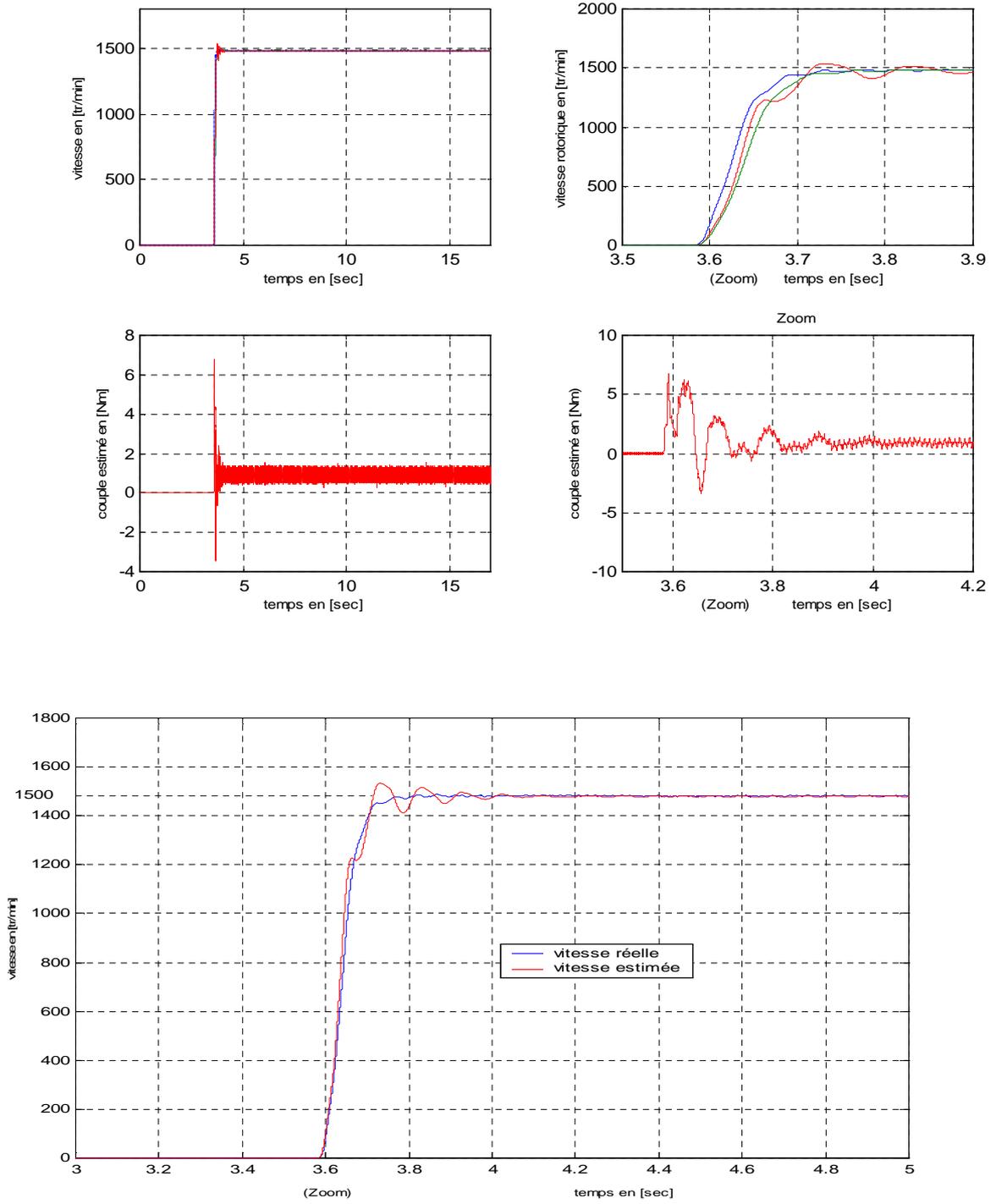


Figure (IV.8) : Caractéristique de la vitesse et du couple entre 3s et 5s.

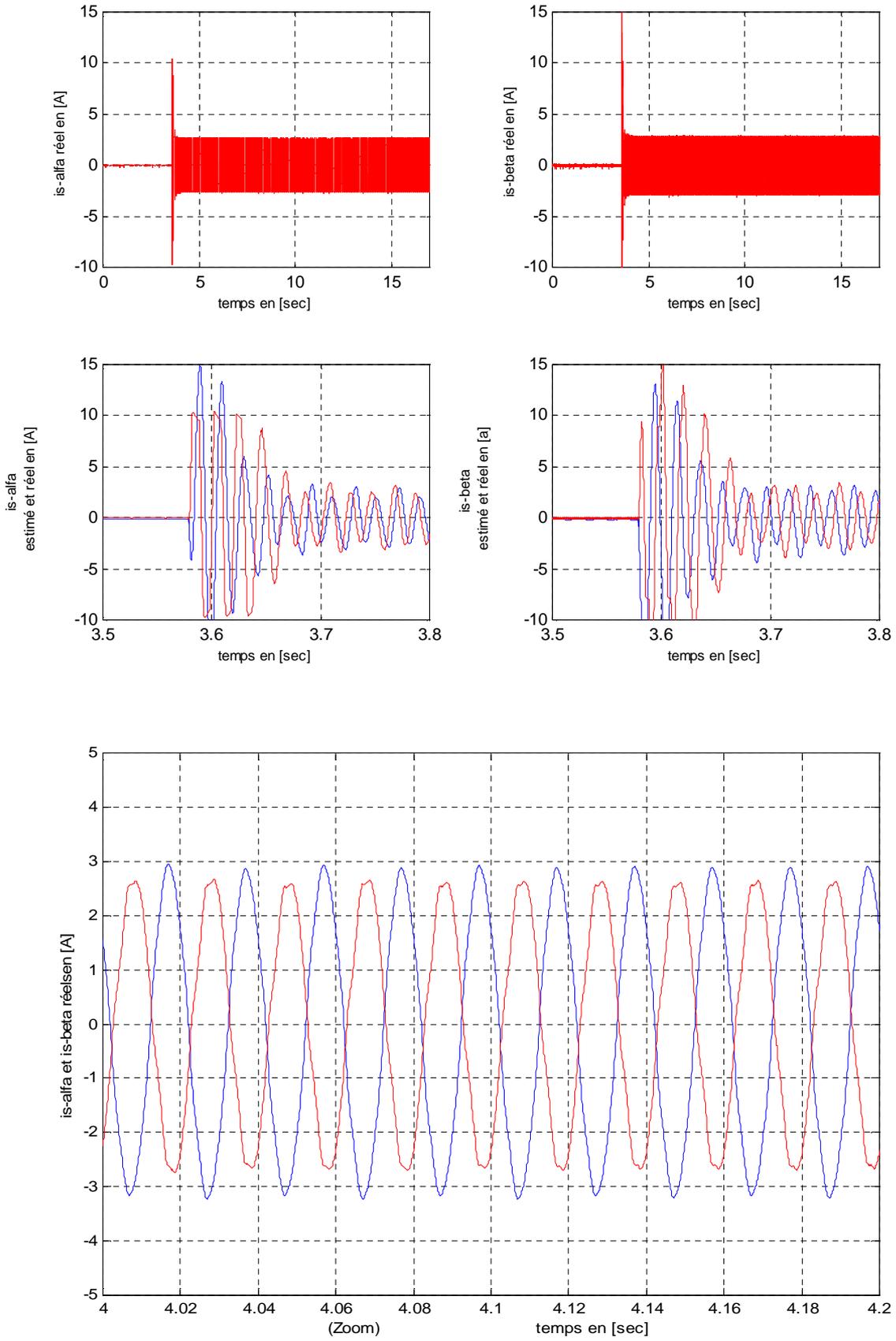
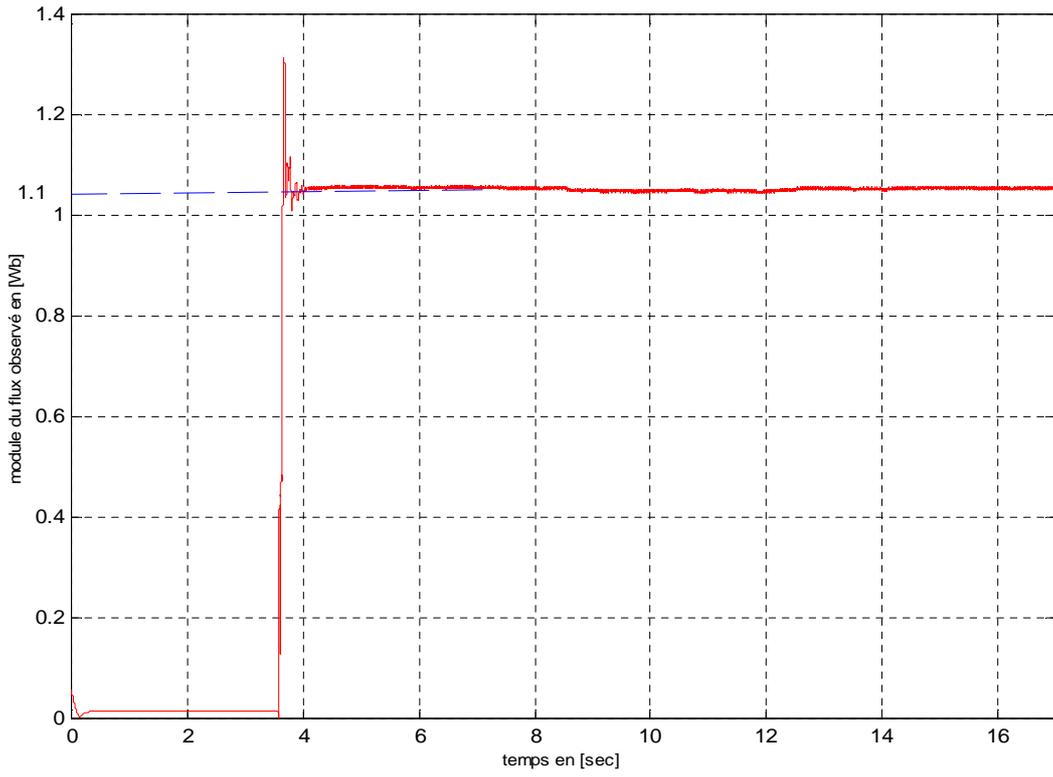
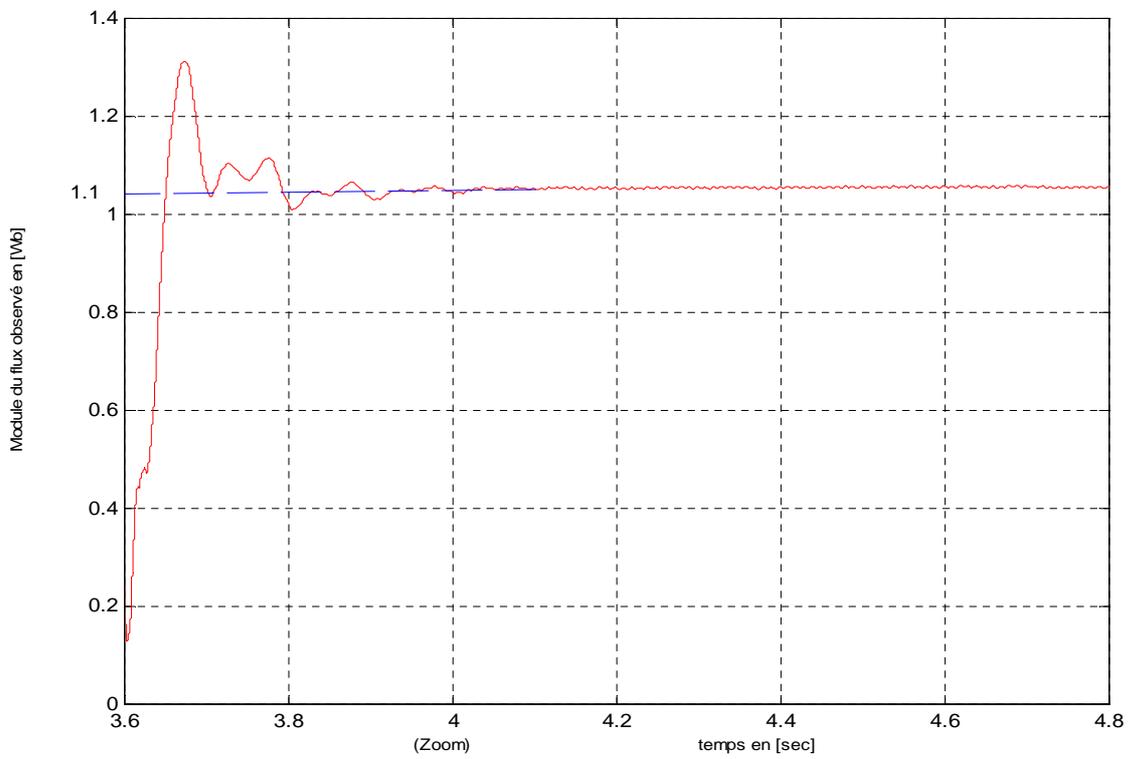


Figure (IV.9) : Caractéristiques des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.



(a)



(b)

Figure (IV.10) : Module du flux observé, (a) relevé sur temps complet et (b) zoom du même relevé.

IV.6.2 Observateur par la méthode de Kubota

On a implémenté l'algorithme de cette méthode en temps réel avec $K_p = 0,04$, $K_i = 200$ et $k = 1.02$. La figure (IV.11) montre l'évolution de la vitesse estimée et réelle, on remarque sur

cette figure qu'en régime permanent l'erreur de vitesse n'est pas importante et elle est quasiment nulle. Les courants statorique $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ et l'erreur d'estimation sont illustrés par la figure (IV.12).

La figure (IV.13) montre l'estimation des flux rotorique $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{r\beta}$ ainsi que le module du flux rotorique.

D'après les résultats expérimentaux obtenus on peut dire que la méthode de kubota donne de bons résultats.

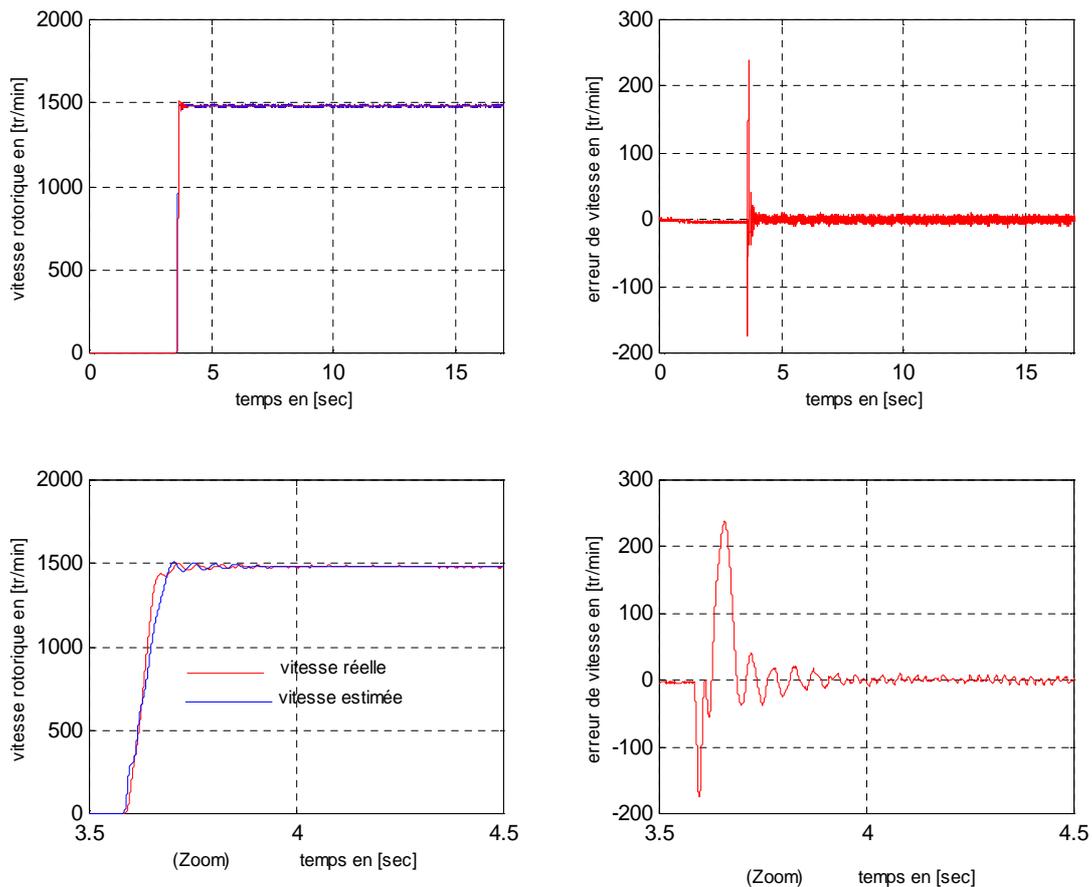


Figure (IV.11) : Résultat expérimental de la vitesse rotorique réelle estimée et l'erreur d'estimation.

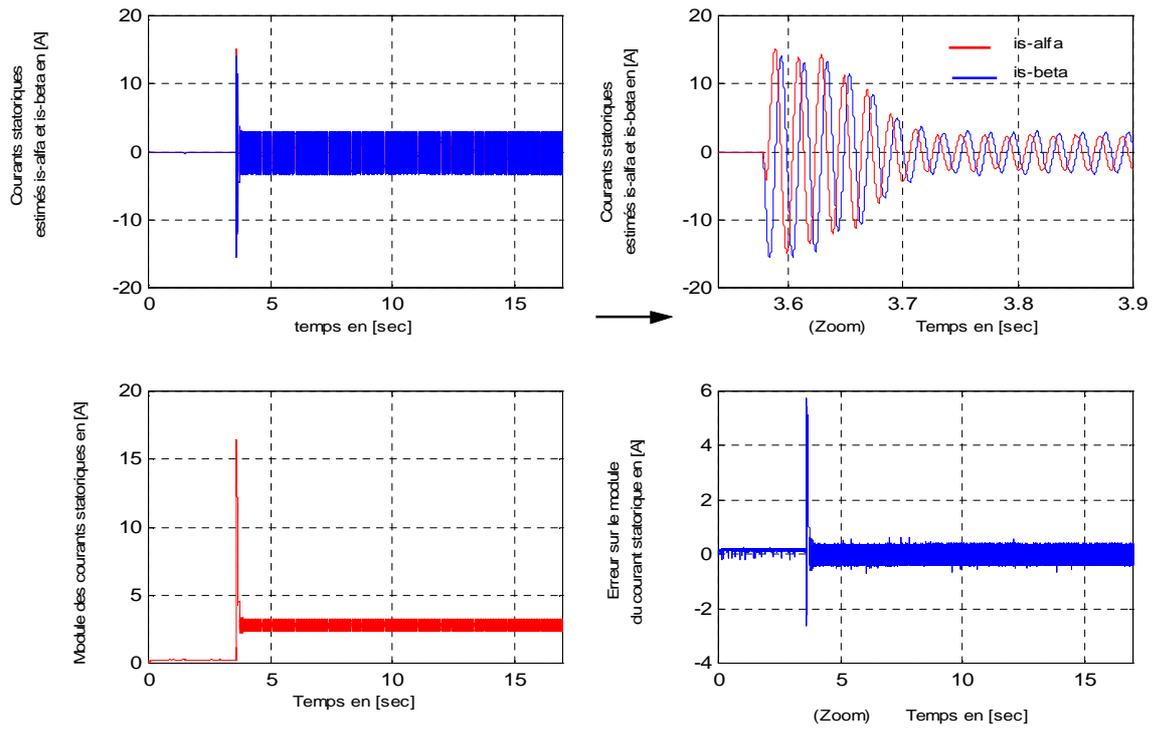


Figure (IV.12) : Résultats expérimentaux de l'estimation des courants statorique $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$, le module et l'erreur entre le module des courants réels et estimés.

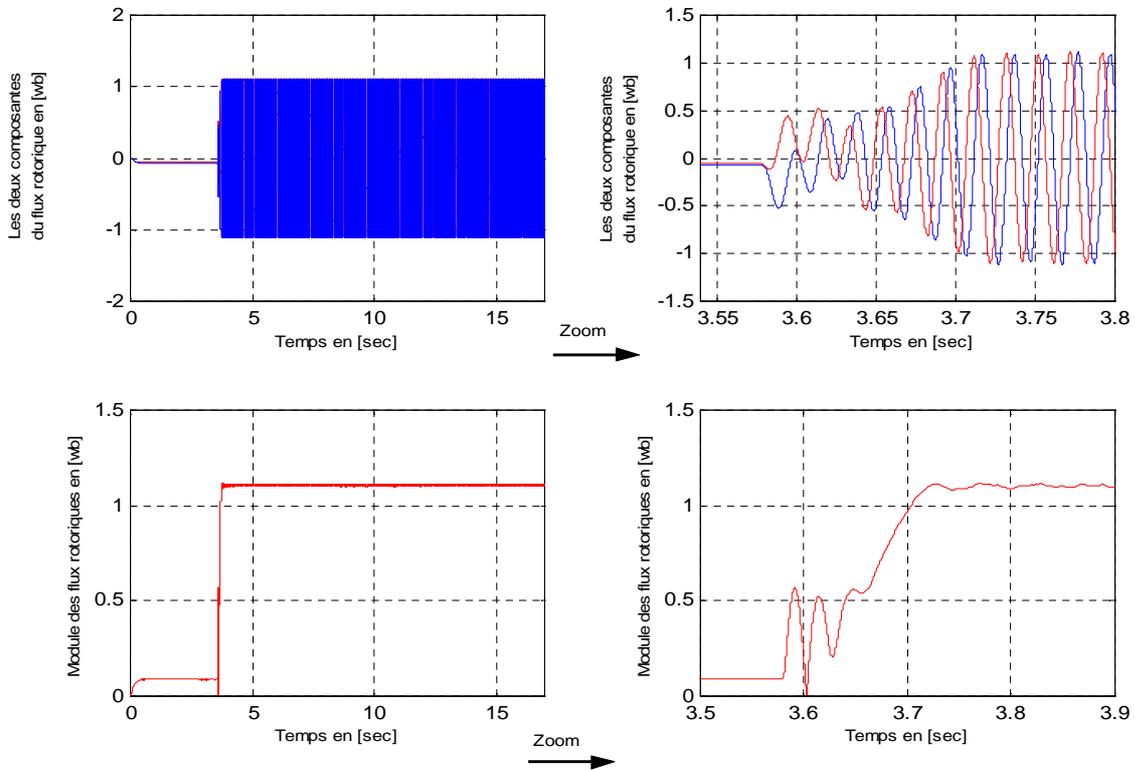


Figure (IV.13) : Résultats expérimentaux des flux rotoriques estimés $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{r\beta}$, le module et son Erreur d'estimation.

IV.6.3 Observateur MRAS

La figure (IV.14) montre les performances de l'estimateur de vitesse basée sur la méthode MRAS. Ces résultats sont obtenus pour $\xi = 0.73$, $\omega_c = 150rad/sec$ et avec les gains du correcteur PI, $K_p=0.0001$ et $K_i= 1400$. On remarque que l'estimation de la vitesse présente des bruits cela est due au gain K_p qui doit être adapté suivant le facteur d'amortissement. Or cette adaptation est très difficile à avoir en expérimental, les deux flux $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ sont bien en quadrature. Le module du flux rotorique estimé converge vers sa valeur stable comme il est montré sur la figure (IV.15). Sur la même figure on constate que le couple électromagnétique présente un couple résistant supplémentaire dû aux frottements.

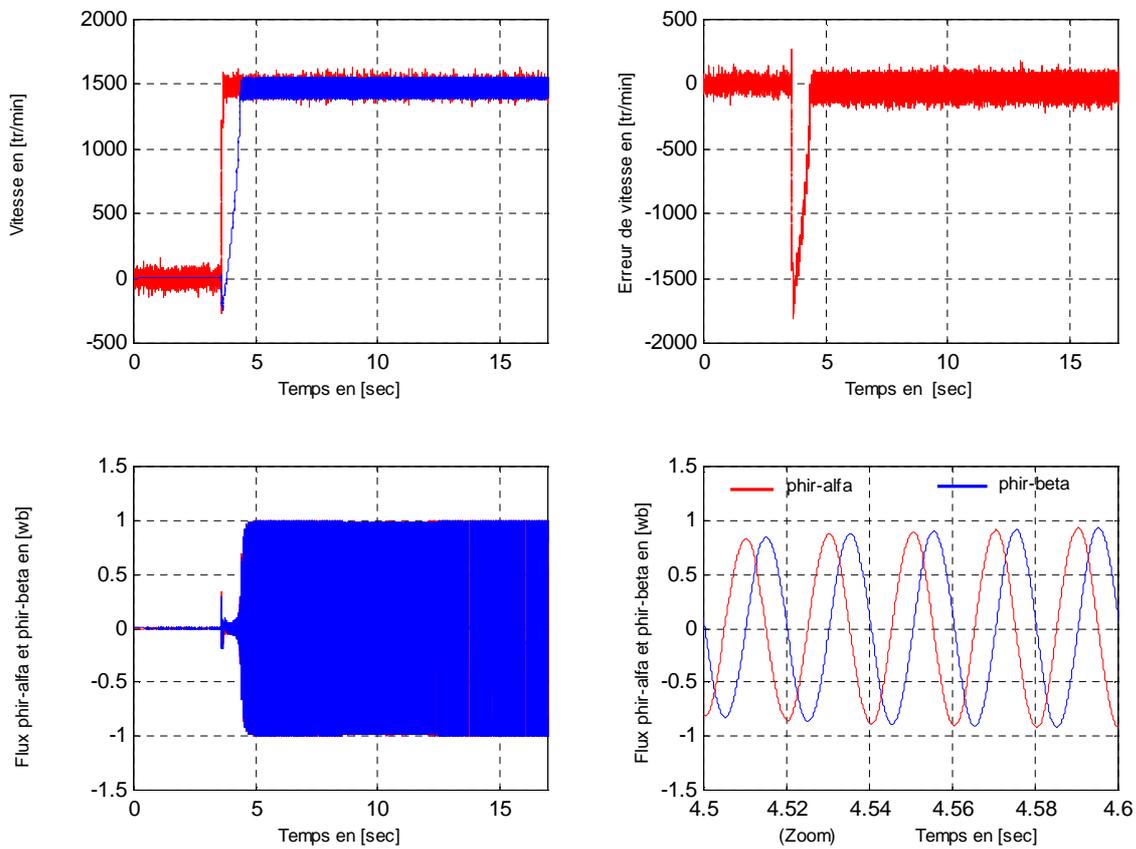


Figure (IV.14) : Résultats expérimentaux de la vitesse, l'erreur d'estimation et les flux ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$).

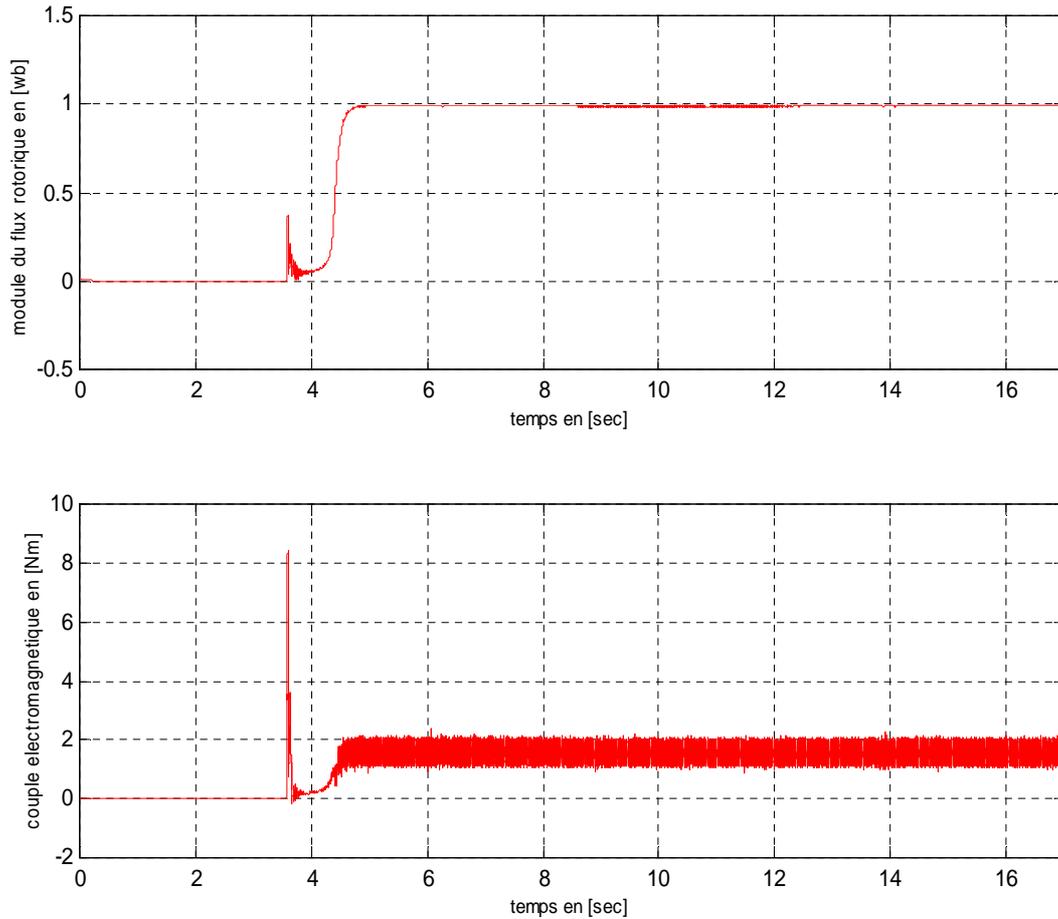


Figure (IV.15) : Résultats expérimentaux du module de flux et le couple électromagnétique estimée.

IV.6.4 Observateur par mode de glissement

L'évolution de la vitesse estimée et les flux rotorique estimés ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$), sont illustrés sur la figure (IV.16), on constate une estimation correcte de la vitesse avec une erreur négligeable. Sachant que des oscillations de hautes fréquences apparaissent sur la vitesse se qui peut nuire à la visualisation des résultats. Les flux rotoriques estimés sont bien en quadrature est de forme sinusoïdale, on constate aussi une légère augmentation de l'amplitude du module du flux, cela est dû à la difficulté d'un réglage exacte des gains de l'observateur. Les surfaces de glissement sont montrées sur la figure (IV.17). Ces résultats ont été obtenus pour $\lambda_k = 0.0517$, $q_1 = 0.0025$ et $q_2 = 0.0051$.

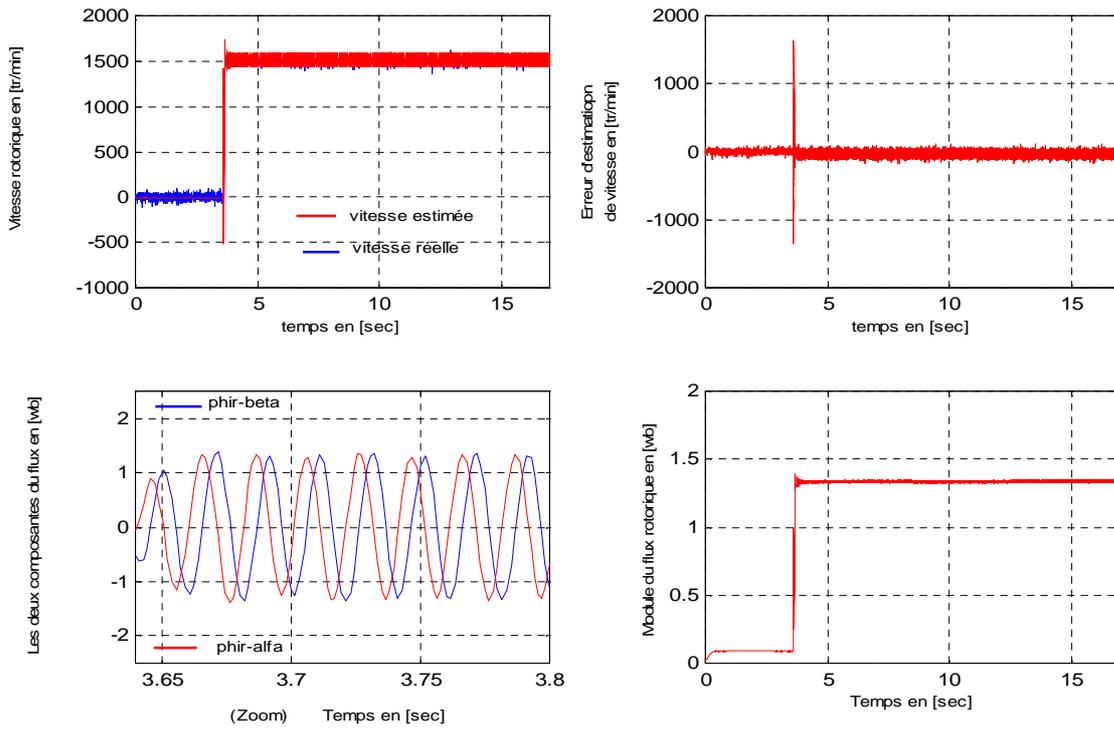


Figure (IV.16) : Résultats expérimentaux de la vitesse, l'erreur d'estimation, les flux et leurs module .

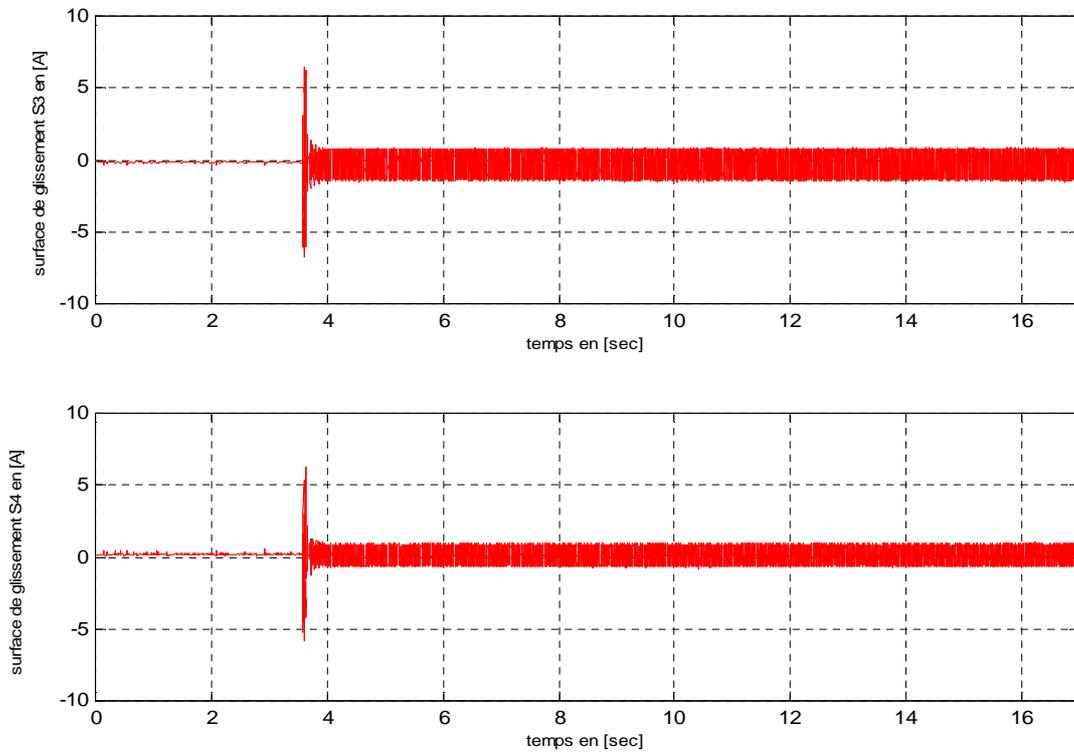


Figure (IV.17) : Résultats expérimentaux des surfaces de glissement.

IV.6.5 Estimateur de vitesse avec réglage en ligne de la résistance rotorique

On constate sur la figure (IV.18), que l'estimation de la vitesse se fait correctement avec une erreur acceptable, on remarque des oscillations sur la vitesse que se soit au niveau de la vitesse réelle ou estimée. Elles sont dues probablement aux performances limitées de la carte d'acquisition (courants et tensions d'alimentation). On constate aussi que l'estimation de la résistance rotorique est satisfaisante. Sur la figure (IV.19) on montre l'allure des courants statoriques, on remarque qu'ils sont bien en quadrature. La figure (IV.20) montre que l'estimation des courants se fait correctement. On montre aussi sur les figures (IV.21), (IV.22) et (IV.23) l'estimation des mêmes grandeurs avec une variation de la résistance rotorique de 30%. Les résultats présentés, sont acceptables, et permettent d'attester la robustesse de cet algorithme vis-à-vis la variation de la résistance rotorique R_r .

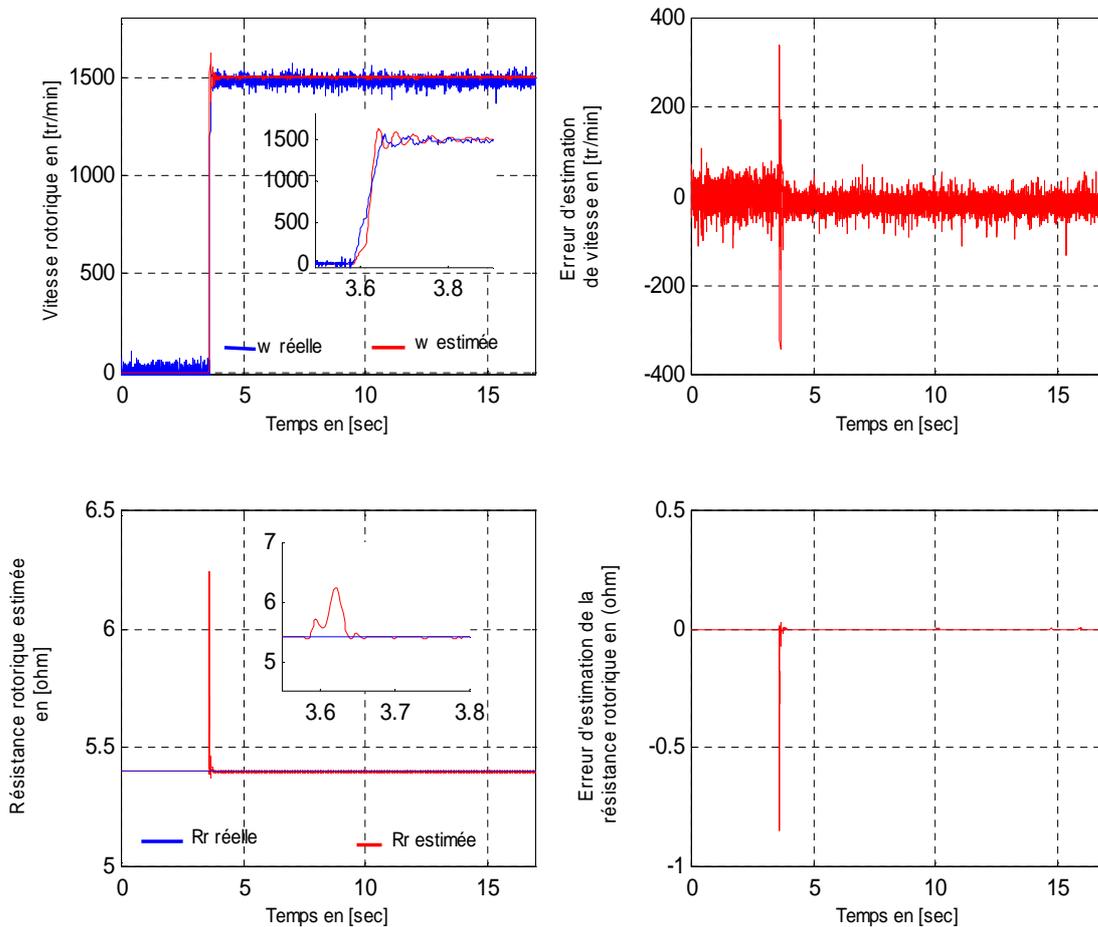


Figure (IV.18) : Résultats expérimentaux, vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation ainsi que la résistance rotorique estimée et son erreur d'estimation.

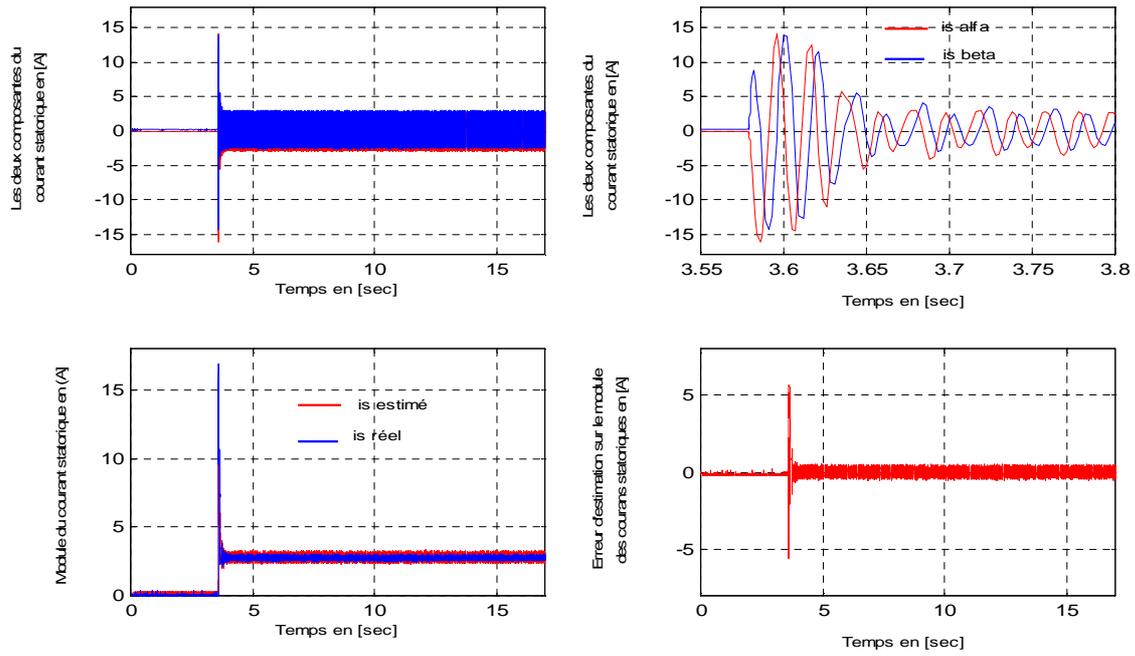


Figure (IV.19) : Résultats expérimentaux, courants statoriques estimés, module du courant statorique et l'erreur d'estimation sur le module des courants statoriques.

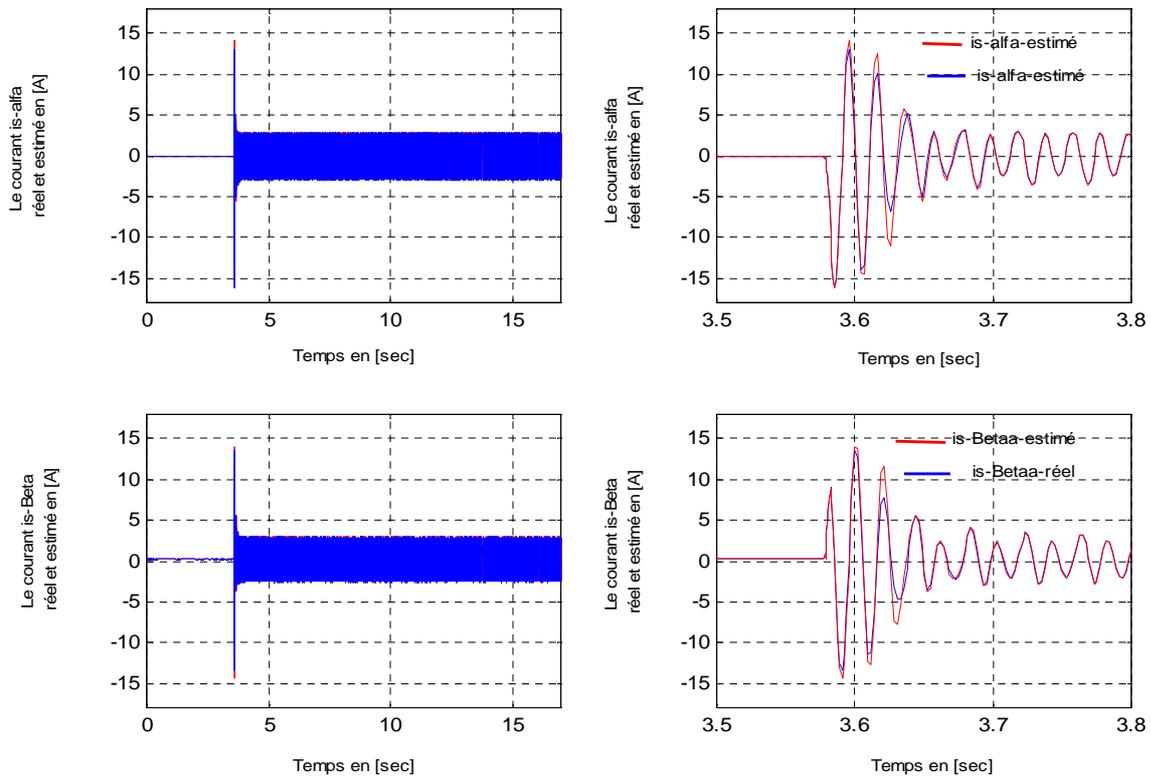


Figure (IV.20) : Résultats expérimentaux, courants statoriques estimés et réels.

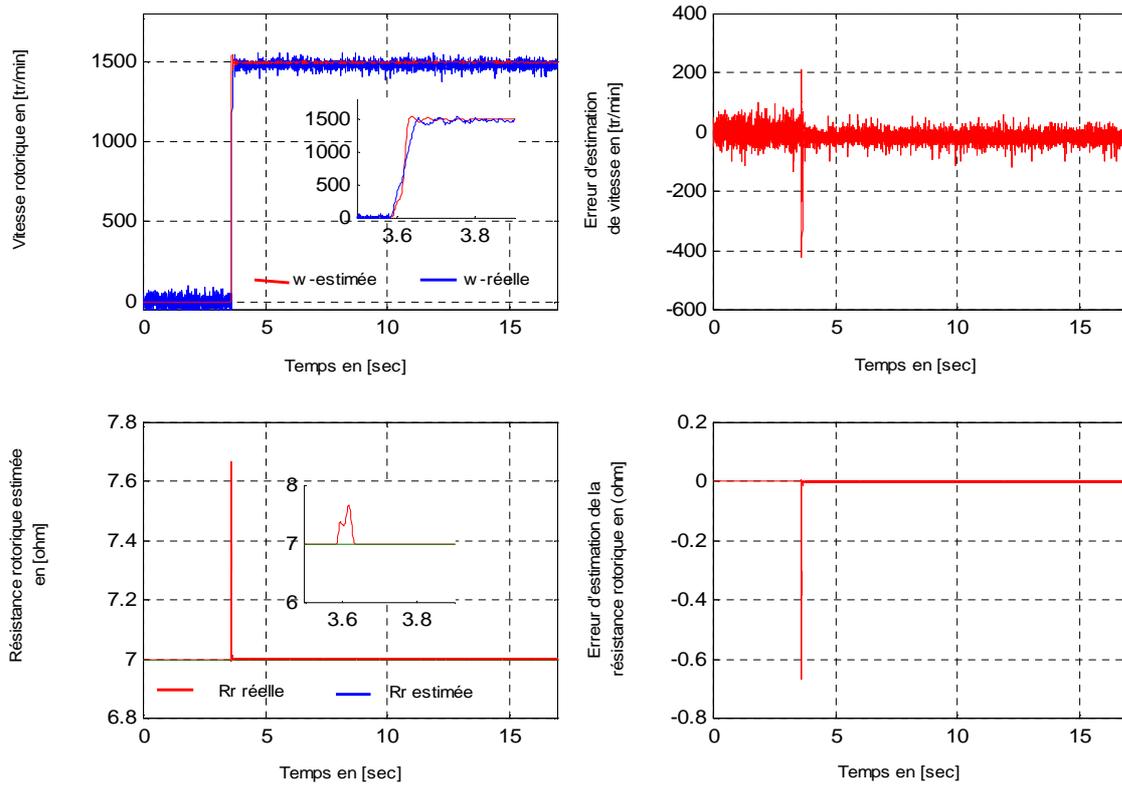


Figure (IV.21) : Résultats expérimentaux, vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation ainsi que la résistance rotorique estimée et son erreur d'estimation (variation de R_r de 30%).

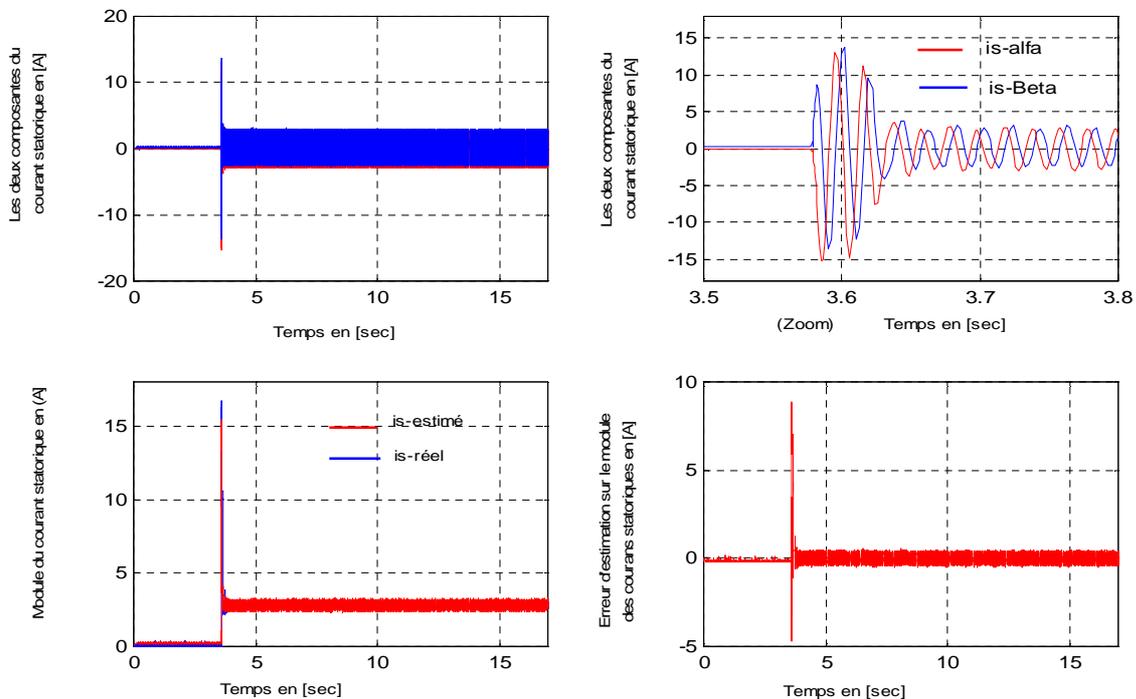


Figure (IV.22) : Résultats expérimentaux, courants statoriques estimés, module du courant statorique et l'erreur d'estimation sur le module des courants statoriques (variation de R_r de 30%).

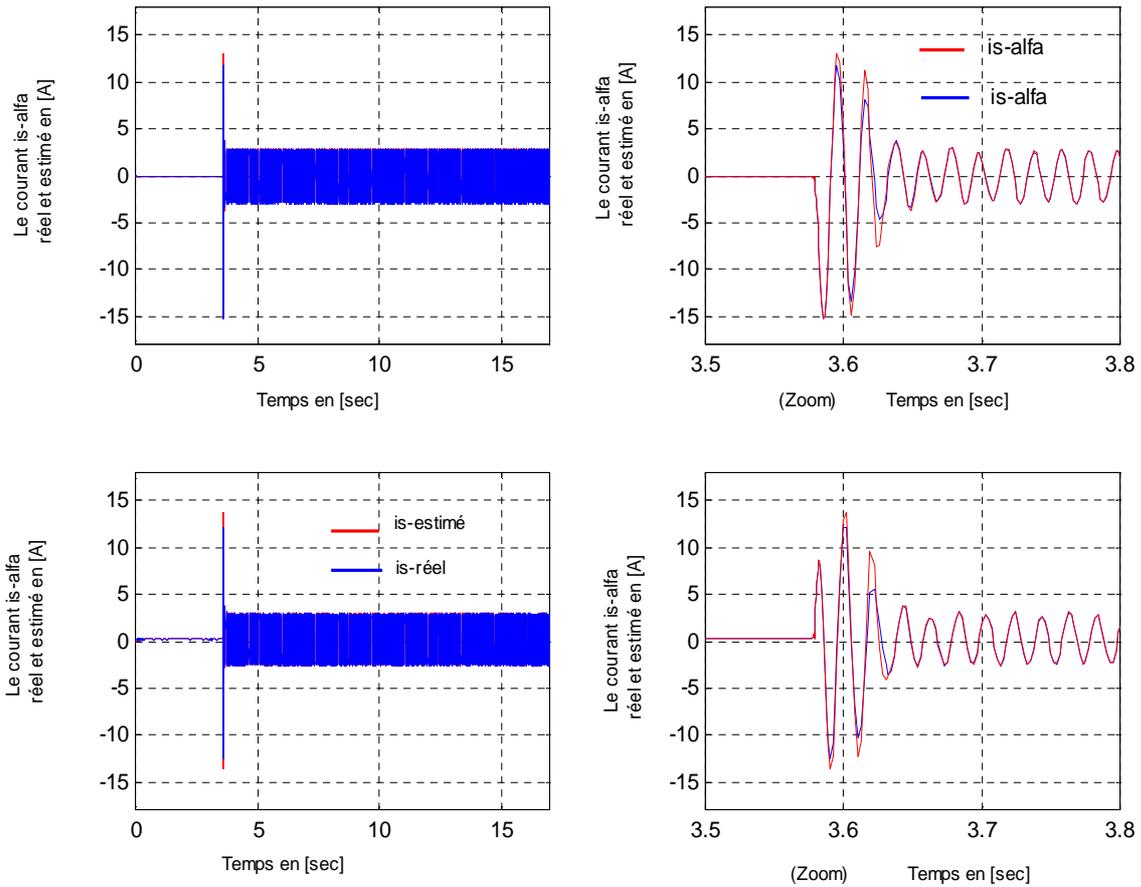


Figure (IV.23) : Résultats expérimentaux, courants statoriques estimés et réels (Variation de R_r de 30%).

IV.6.6 Filtre de Kalman

On constate sur la figure (IV.25), l’installation correcte du flux rotorique, les deux composantes du flux ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$) restent en quadrature et leurs amplitudes sont identiques. On observe aussi que l’estimation de la vitesse se fait d’une manière satisfaisante, figure (IV.24), sur la figure.

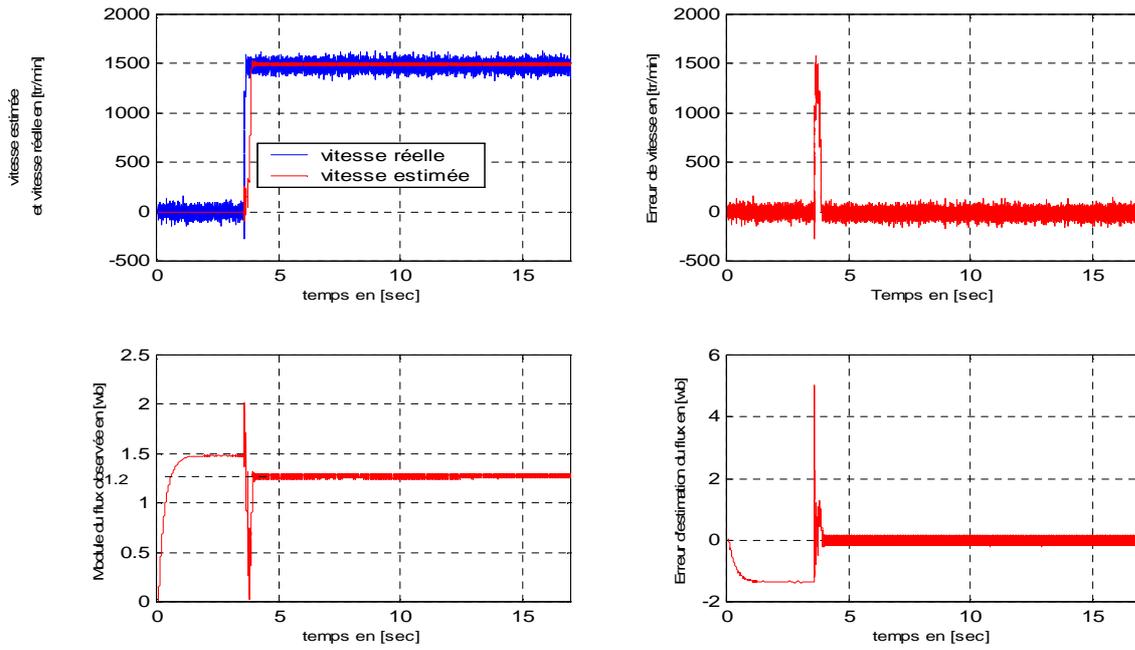


Figure (IV.24) : Résultats expérimentaux, vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation, module du flux rotorique estimée et son erreur d'estimation.

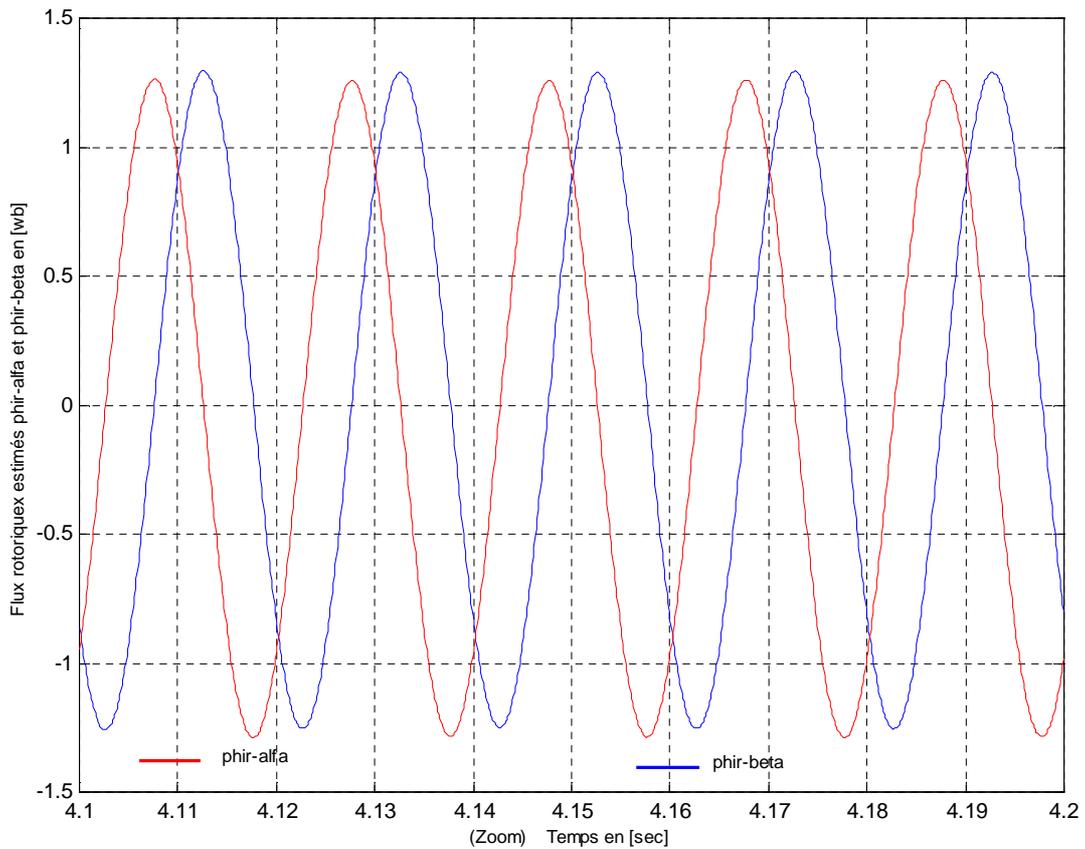


Figure (IV.25) : Résultats expérimentaux du flux rotorique estimés ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$).

IV.7 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte

a- Essais a vide avec inversion du sens de rotation

La figure (IV.26) illustre la vitesse de rotation en fonctionnement à vide. On observe que lors de l'inversion du sens de rotation une légère augmentation de l'amplitude du courant statorique figure (IV.27) de manière à lutter contre l'annulation de vitesse. Ceci se traduit dans l'allure de courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ par un pic de 2 A. On a montré sur la figure (IV.26) l'évolution du couple électromagnétique et les deux composantes du flux rotorique, on constate que le couple suit l'allure du courant i_{sq} illustré sur la figure (IV.27), ce dernier confirme le découplage entre le flux et le couple, et le couple,

b- Essais en charge

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de l'ordre 2 Nm à $t=13$ s après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine asynchrone à flux orienté est illustré par la figure (IV.28). On constate que le système rejette avec succès la variation du couple de charge et même avec variation de la résistance rotorique.

A partir de ces résultats, il apparaît que la commande vectorielle indirecte assure un niveau de performance relativement bon : un temps de réponse faible, une bonne poursuite de la consigne et une robustesse vis-à-vis de la variation du couple de charge.

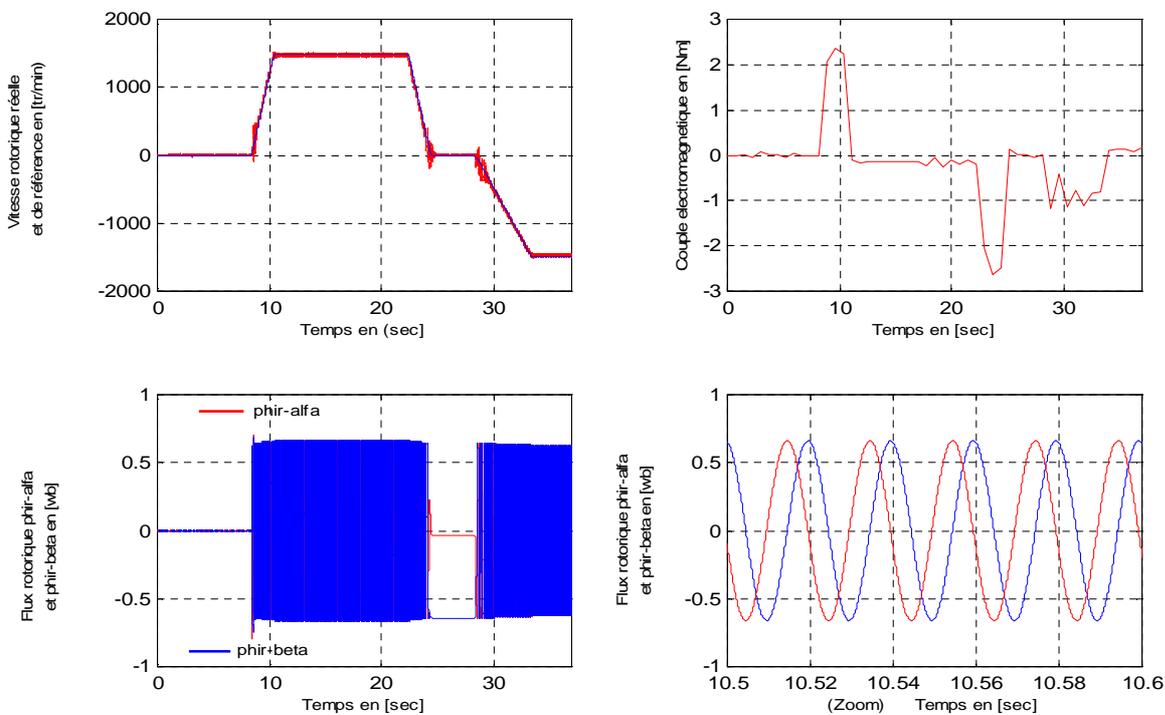


Figure (IV.26) : Résultats expérimentaux, de la vitesse, couple électromagnétique, les flux rotoriques ($\Phi_{r\alpha}$, $\Phi_{r\beta}$).

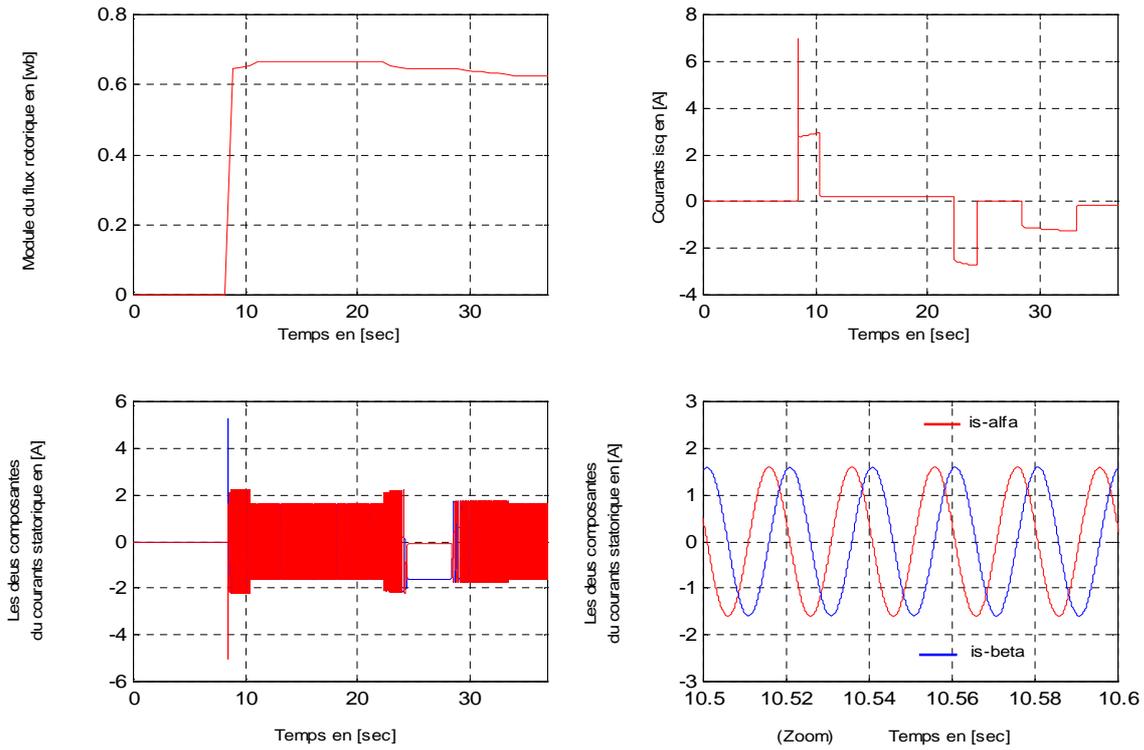


Figure (IV.27) : Résultats expérimentaux : module du flux rotorique, courants i_{sq} et les courants

$$(i_{s\alpha} \ i_{s\beta}).$$

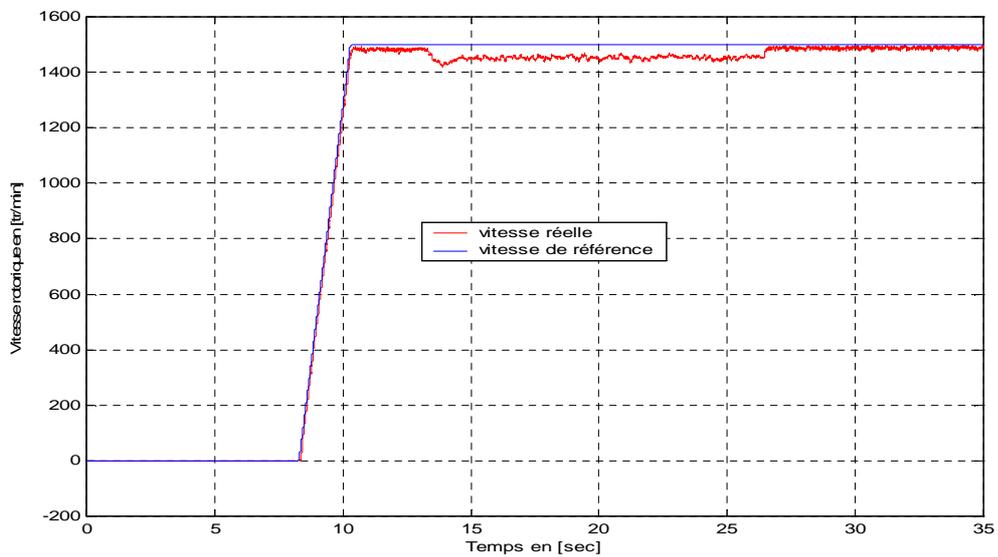


Figure (IV.28) : Résultat expérimental : évolution de la vitesse avec variation de R_r de 30%, charge appliquée à t=13 secondes.

IV.8 Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse

L'utilisation des machines asynchrones dans la variation de vitesse est très ancienne. Cependant elles ont été longtemps écartées sur le plan industriel au profit des machines à courant continu et des machines synchrones. Grâce à l'évolution des microprocesseurs la complexité de contrôle des machines à induction n'est plus un obstacle à son utilisation dans la variation de vitesse. Actuellement ce type de machines associé à des commandes complexes commence à être répondu sur le marché, vu leur robustesse et leur faible coût de fabrication. De plus les recherches sur la commande vectorielle, sans capteur, occupent une part de plus en plus importante des publications [3], [6], [8], [20]. Dans cette partie de notre travail, on avait envisagé d'implanter la méthode directe, mais malheureusement les performances limitées de l'onduleur utilisé pour les essais expérimentaux, ne permet pas de réaliser ce type de commande, c'est pour ça que la méthode indirecte du flux orienté a été retenue pour la commande avec capteur et sans capteur, vu sa simplicité d'implantation. La difficulté supplémentaire réside dans l'estimation de la vitesse de rotation ω . La reconstitution du flux rotorique se fait à partir d'un observateur (d'état d'ordre réduit, Kubota, par mode glissant, filtre de Kalman, estimation de la vitesse rotorique avec réglage en ligne de la résistance rotorique et MRAS). Les grandeurs observées permettent l'estimation de la vitesse, cette dernière grandeur étant rebouclée dans les équations de l'observateur de flux, elle est reconstituée à partir d'un algorithme.

IV.8.1 Commande vectorielle indirecte sans capteur avec observateur de flux rotorique

IV.8.1.1 Observateur d'état et MRAS

La figure (IV.29) ci-dessous, représente le schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte sans capteur.

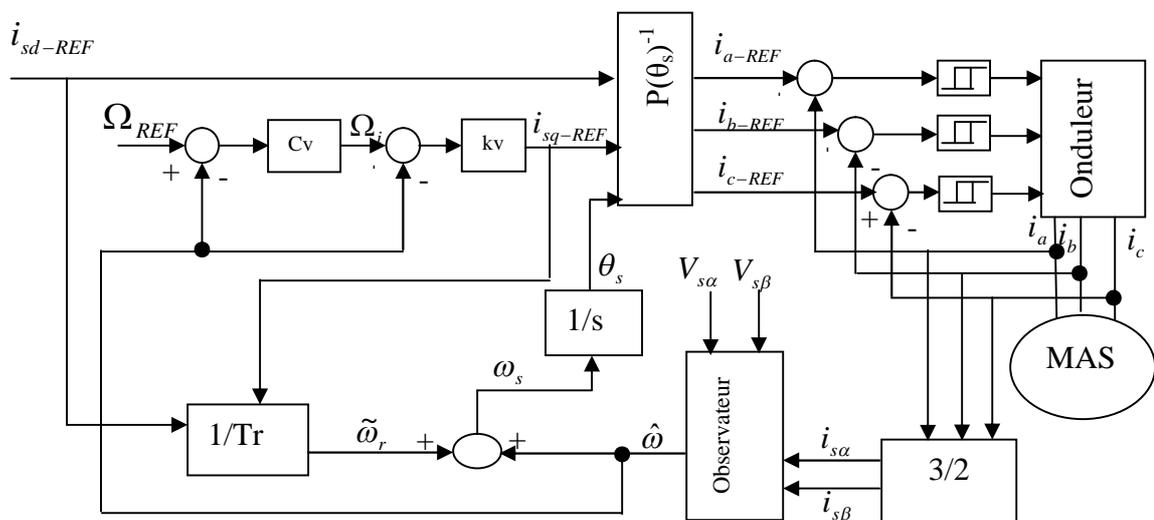


Figure (IV.29) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle sans capteur.

IV.8.1.2 Interprétation des résultats expérimentaux

Les observateurs ont été réglés de manière à permettre la comparaison entre la commande vectorielle indirecte avec capteur de vitesse et sans capteur. Les profils de vitesse obtenus dans les trois cas sont donnés par les figures (IV.26), (IV.28), (IV.30), (IV.33), (IV.36), (IV.37), (IV.38) et (IV.39). La différence apparaît au niveau du temps de réponse. Les résultats montrent une amélioration continue des performances avec la complexité de l'observateur. Nous remarquons un pic de vitesse dans le cas de la commande avec MRAS. Dans ce cas en effet, on observe des oscillations importantes du flux. Ce qui conduit à mettre en cause la qualité du découplage durant le démarrage autrement dit en basse vitesse. Les courants statoriques estimés dans le cas de la commande avec observateur d'état, sont bien installés et ne présentent pas de fluctuations par rapport aux courants issus par la commande avec observateur MRAS. On constate également un fort appel de courant durant le changement du sens de rotation et cela dans le cas de la commande avec capteur de vitesse, par contre dans le cas de la commande sans capteur, que se soit avec observateur d'état ou avec MRAS l'appel du courant durant le démarrage ou l'inversion du sens de rotation est considérablement réduit.

Les figures (IV.31-35), représentent les différentes grandeurs de la machine, estimées par l'observateur d'état. Les figures (IV.36-39), illustrent l'évolution de la vitesse réelle et estimée, les courants statoriques réels, le module du flux rotorique estimé et l'erreur sur le module du flux rotorique issus de la commande par la méthode MRAS. Le tableau suivant montre la comparaison des résultats entre les différentes techniques de commande.

| Grandeur | FOC Indirecte | FOC (Observateur d'état) | FOC (MRAS) |
|------------------------------|--|---|--------------------------|
| Poursuite de vitesse | Bonne avec un temps de réponse un peu lent | Bon | Bon |
| Estimation du flux rotorique | On n'a pas besoin | satisfaisant | satisfaisant |
| Courants statoriques | acceptables | satisfaisants | Présence de fluctuations |
| Essais en charge | satisfaisant | Non fonctionnelle (nécessité de la modélisation de la charge) | satisfaisant |
| Variation de R_r | satisfaisante | Performante | satisfaisante |

A- Commande avec observateur d'état

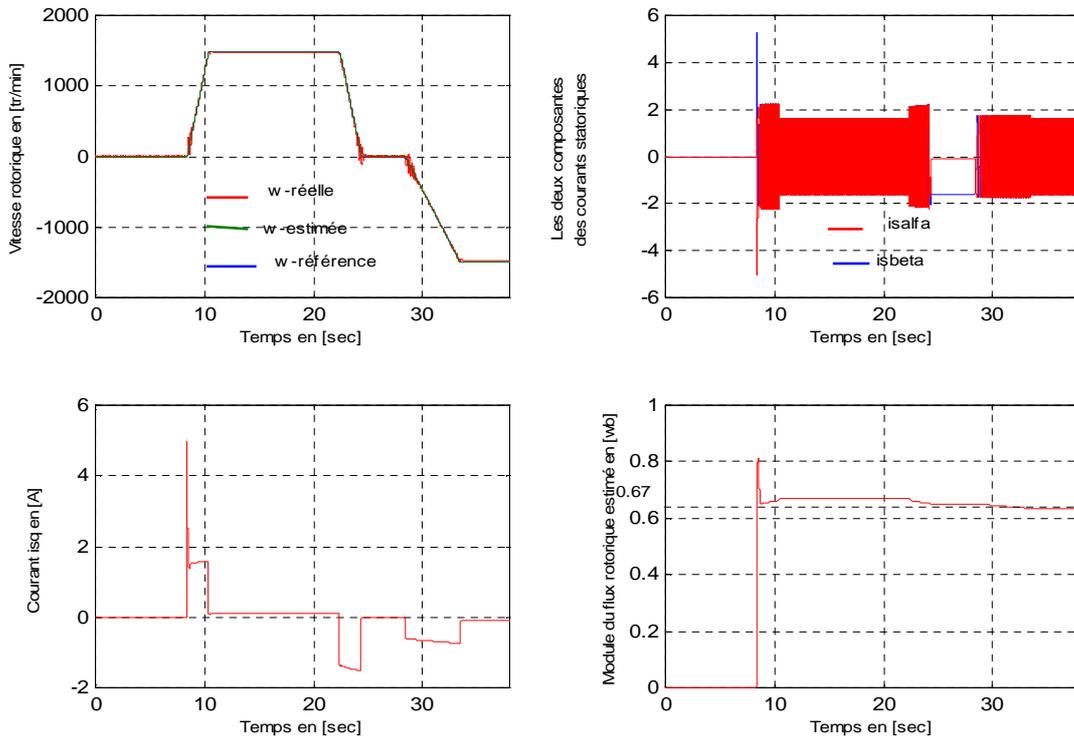


Figure (IV.30) : Vitesse rotorique, courants statoriques, courant i_{sq} et module du flux rotorique (avec changement du sens de rotation).

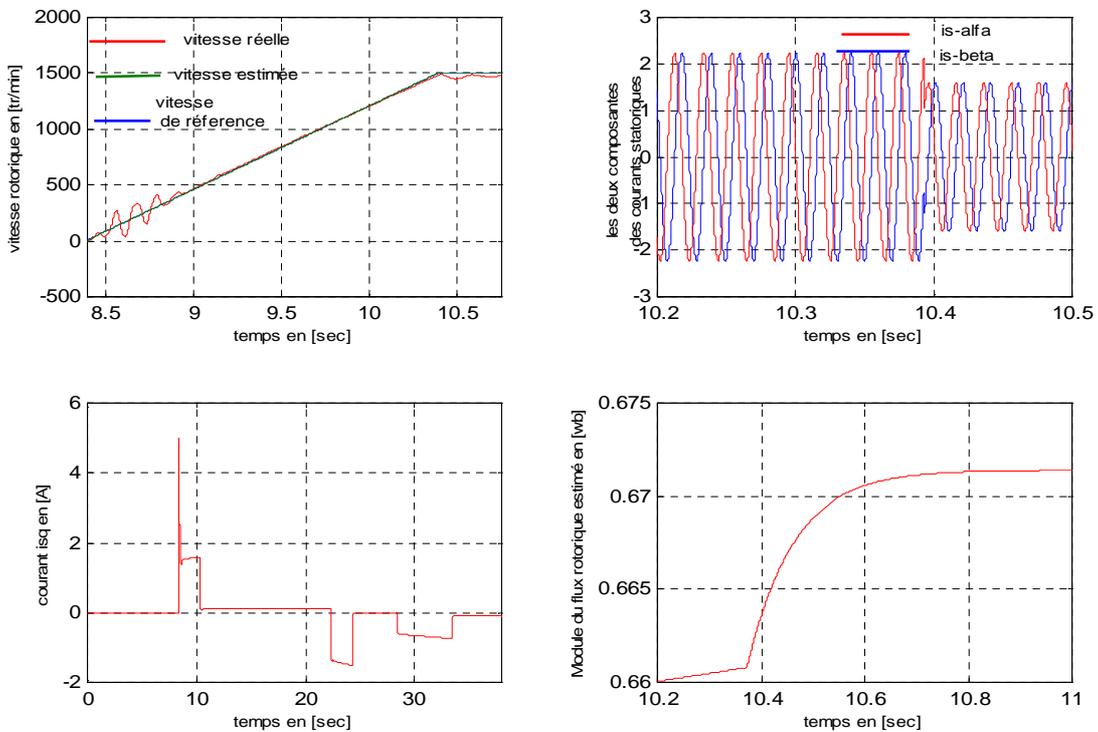


Figure (IV.31) : Zoom des mêmes relevés de la figure (IV.30).

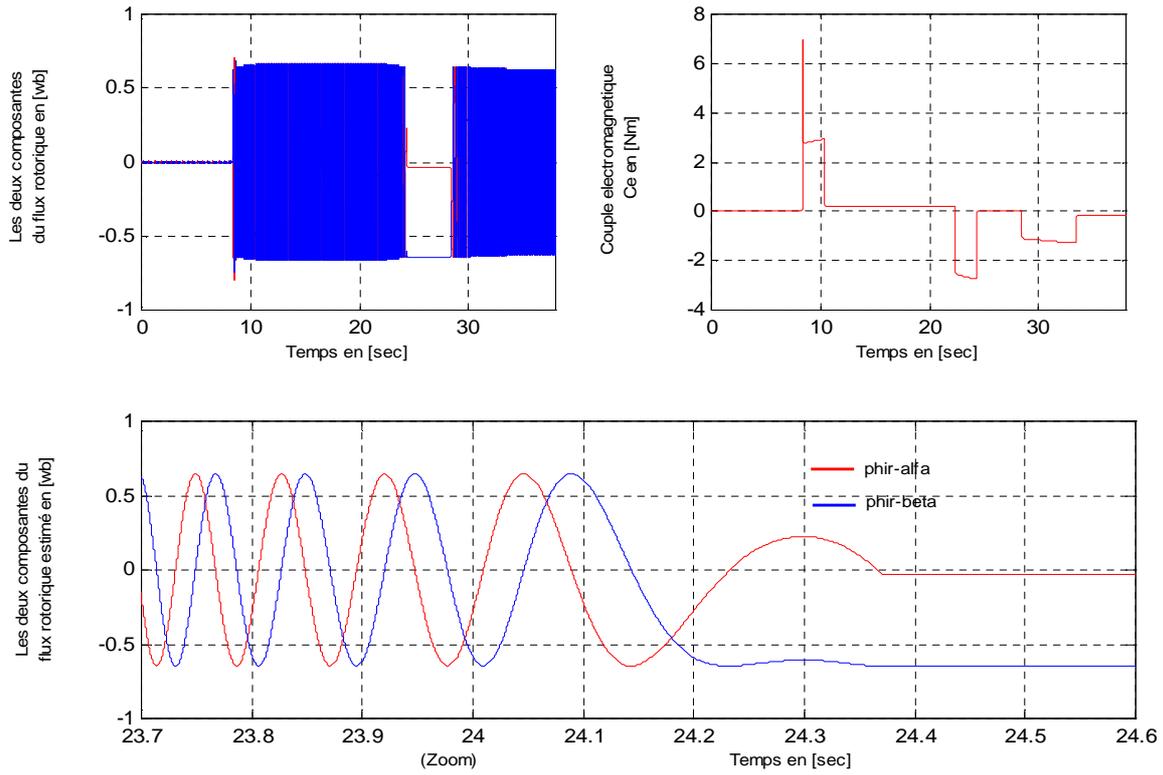


Figure (IV.32) : Flux rotorique $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ estimés, couple électromagnétique C_e .

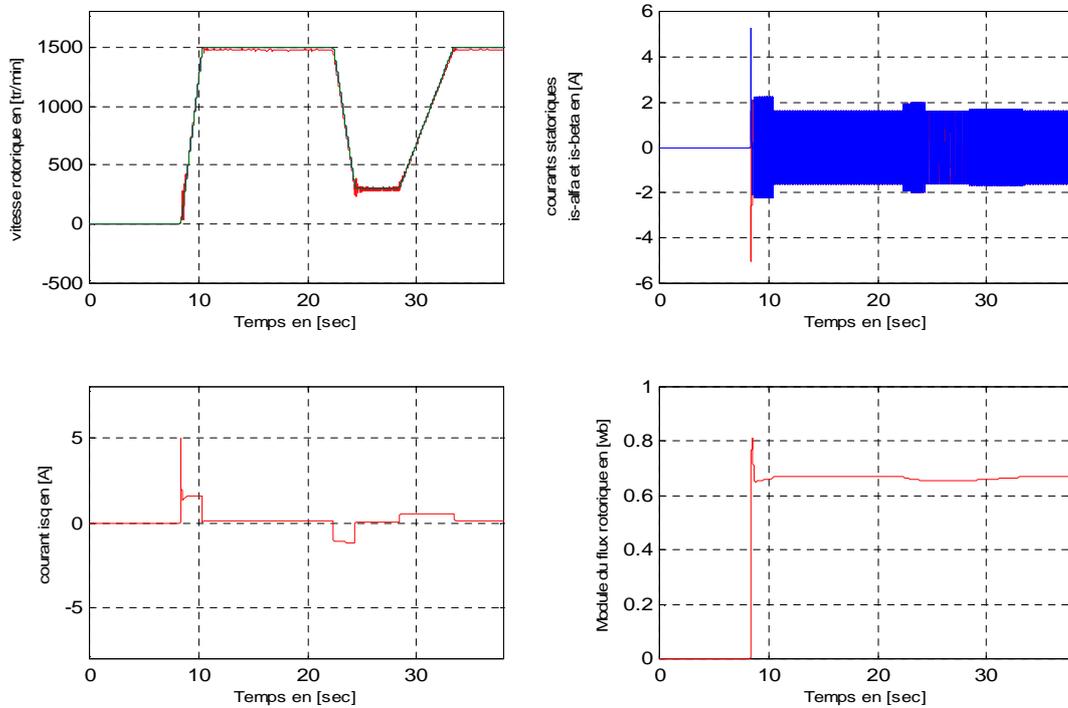


Figure (IV.33) : Vitesse rotorique réelle et estimée, Courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, Courant i_{sq} (essai en basse vitesse).

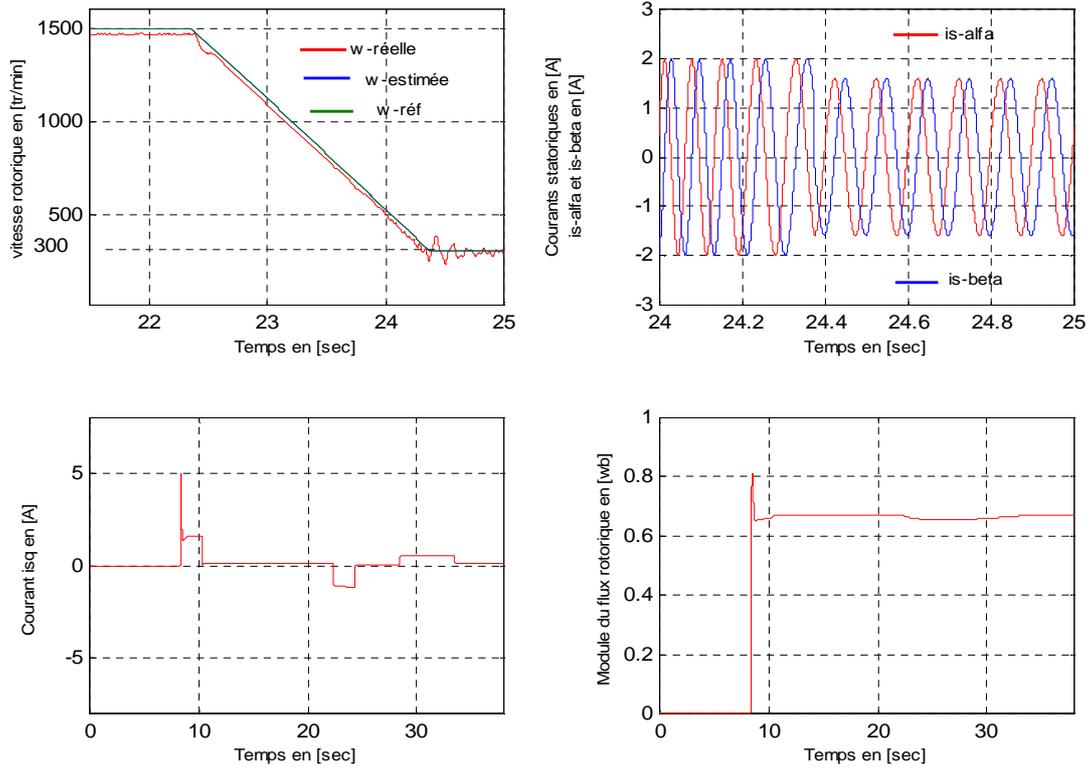


Figure (IV.34) : Zoom des mêmes relevés de la figure (IV.33).

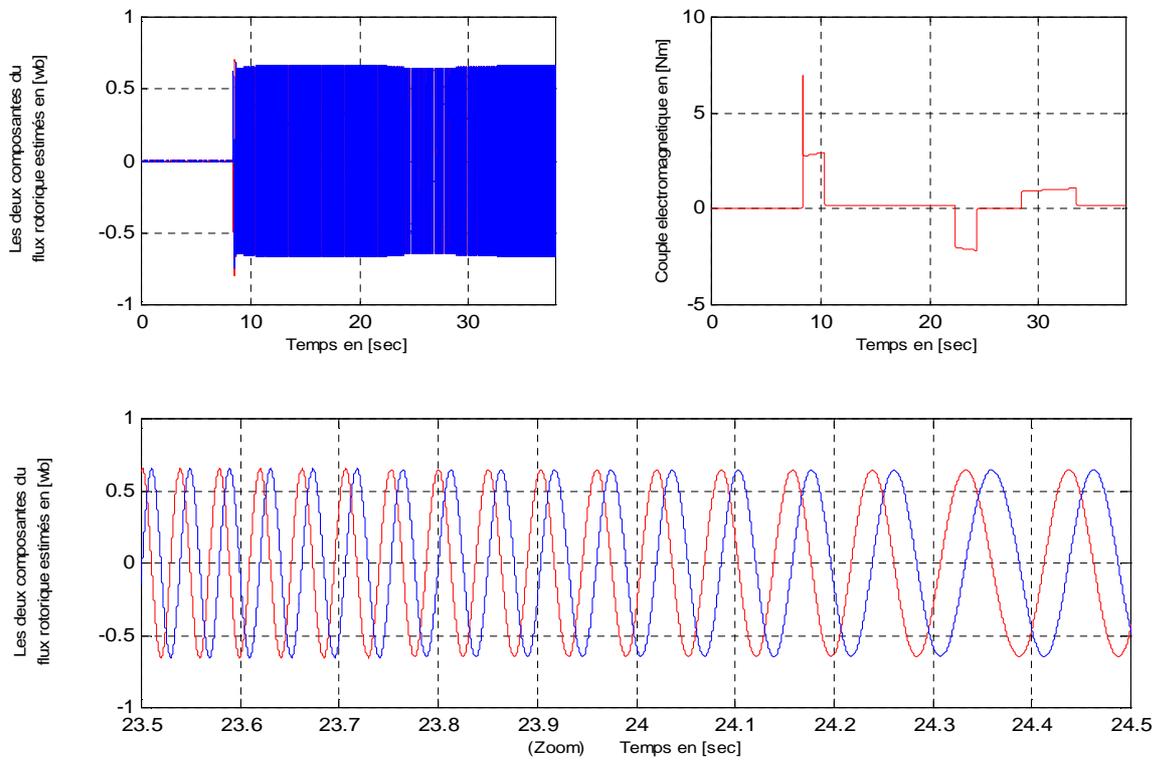


Figure (IV.35) : Les deux composantes du flux rotorique $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$, Couple électromagnétique C_e (essai en basse vitesse).

B – Commande avec observateur MRAS

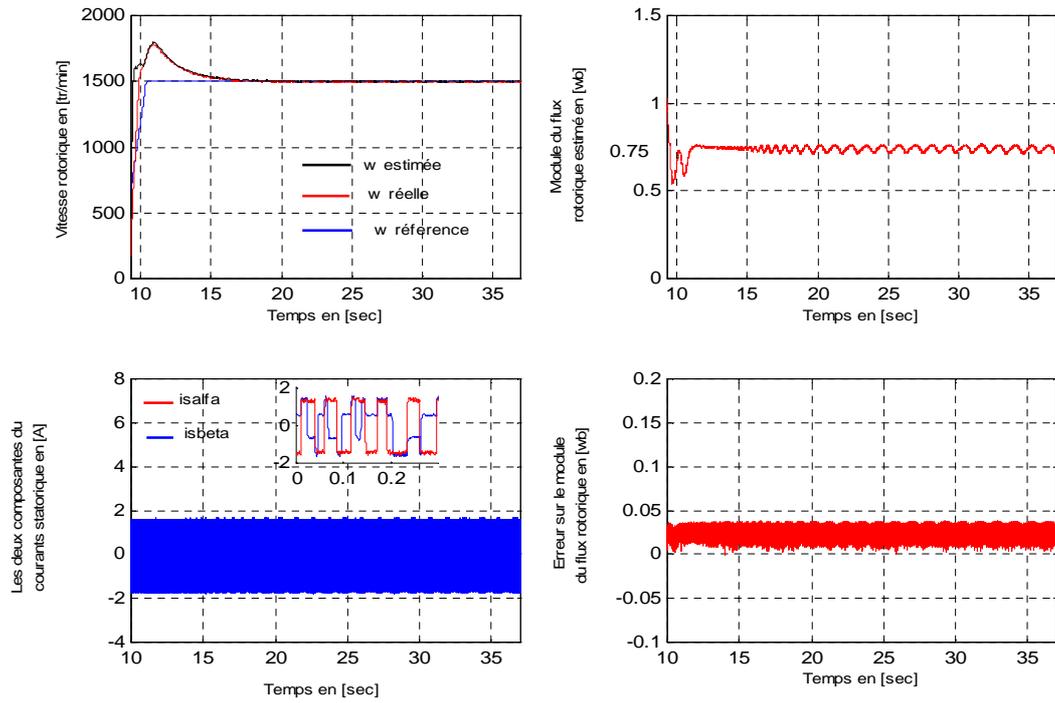


Figure (IV. 36) : Résultat expérimentaux : vitesse rotorique, les courants ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et le module du flux, test à vide

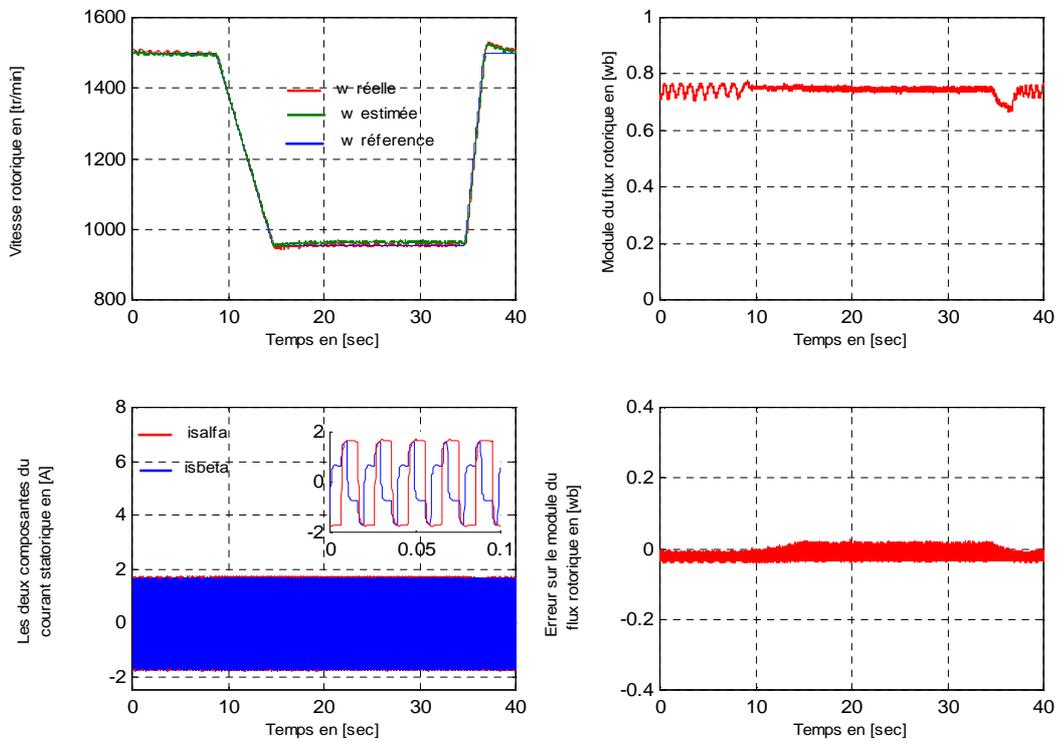


Figure (IV.37) : Résultat expérimental de la vitesse rotorique, les courants ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et le module du flux rotorique, avec changement de vitesse (test à vide).

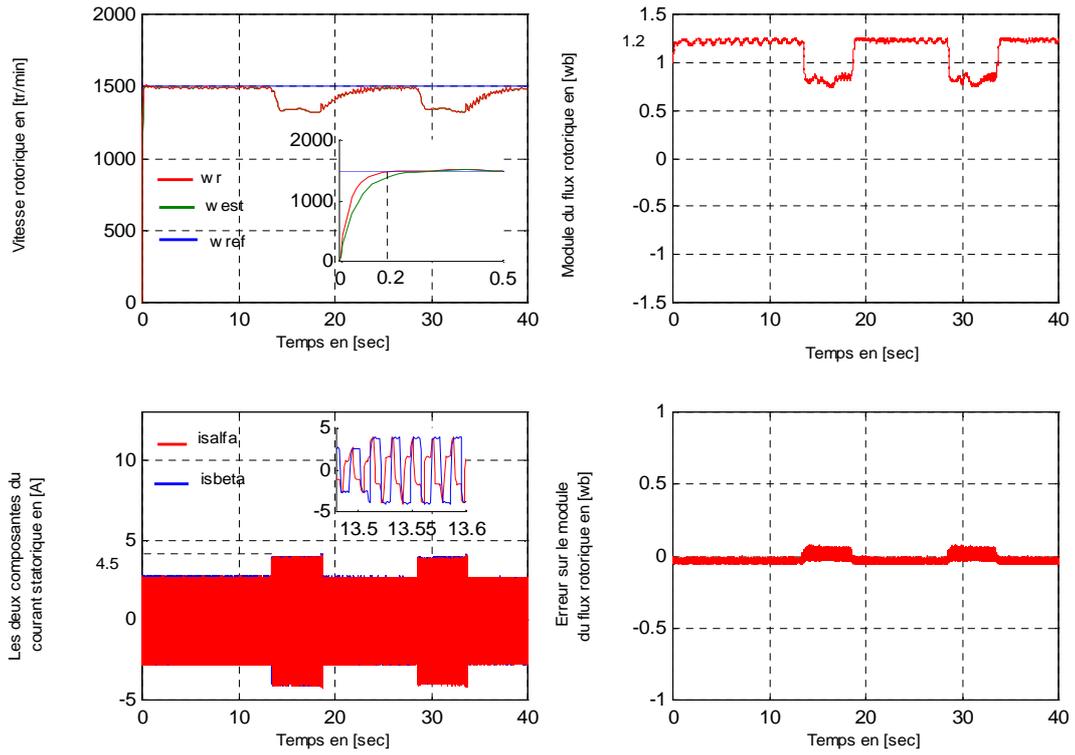


Figure (IV. 38) : Résultat expérimental de la vitesse rotorique, les courants ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et le module du flux rotorique, charge appliquée sur les intervalles [13s 18s] et [28s. 33s].

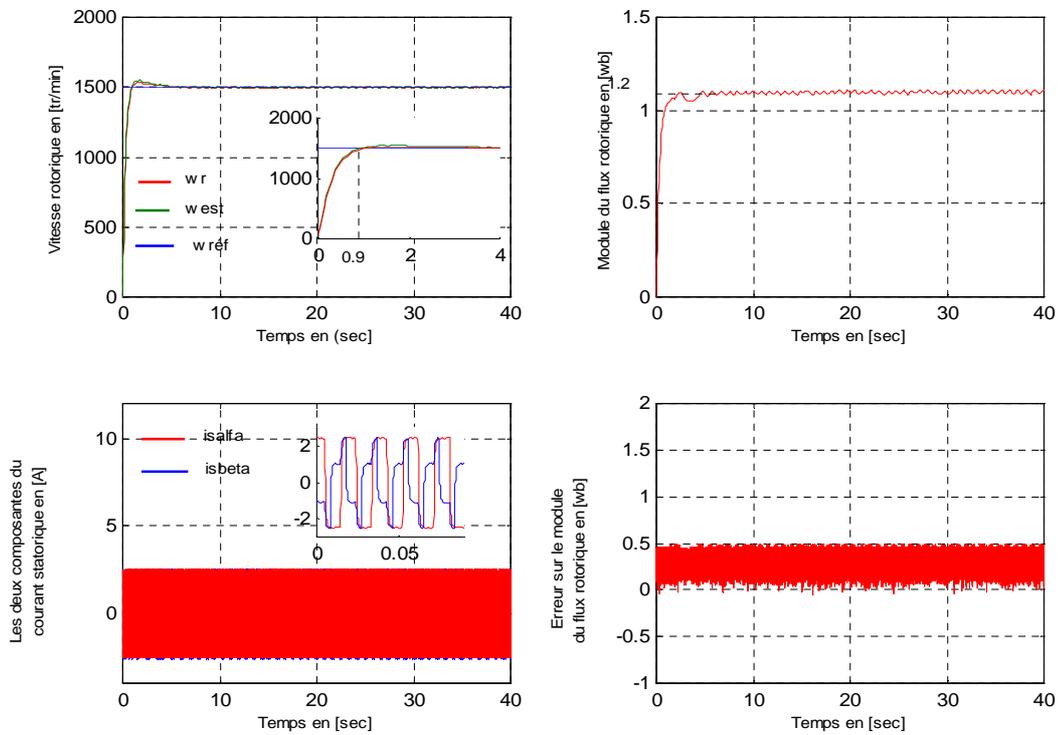


Figure (IV. 39) : Résultat expérimental de la vitesse rotorique, les courants ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et le module du flux rotorique, avec variation de la résistance rotorique de 30%.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a essayé de donner les principaux résultats issus des différents tests pratiques. Les différents résultats expérimentaux attestent l'efficacité des différents observateurs pour l'estimation de la vitesse/ ou de flux rotorique. Le degré de supériorité d'un observateur par rapport à un autre est fixé selon l'objectif visé et les performances attendues et obtenues.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la réalisation d'une commande sans capteur d'une machine asynchrone en utilisant plusieurs techniques d'observation de la vitesse rotorique.

De façon générale, la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique est un procédé électrotechnique complexe. C'est un système multi variables non linéaire fortement couplé soumis d'un côté à des perturbations inhérentes au type d'actionneur utilisé et d'un autre côté à des variations paramétriques importantes. La vitesse est une grandeur importante dans l'élaboration des techniques de commande des machines asynchrones. Plusieurs approches ont été proposées pour l'estimation des grandeurs non mesurables (flux rotorique et vitesse) à partir des grandeurs mesurables (courants statorique). Dans ce contexte, le recours aux observateurs déterministes et stochastiques est une solution intéressante pour la conception d'une commande sans capteur mécanique avec prise en compte du problème des dérives paramétriques.

Une vision générale des différents axes proposés dans ce travail est illustrée dans l'introduction générale.

Une formulation du modèle de la machine asynchrone associée à un onduleur MLI a été présentée en vue d'aller vers la simulation numérique de plusieurs observateurs de flux / estimateurs de la vitesse de la machine asynchrone en boucle ouverte. Cette étape nous a permis d'aller par la suite à l'expérimentation de ce travail sur un banc d'essai expérimental et de mettre par la suite le point sur les différents problèmes rencontrés, durant les différents essais pratiques.

Pour aboutir à une commande sans capteur, notre choix s'est porté sur la commande vectorielle. Une présentation de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique a été étudiée et simulée. Les effets des dérives paramétriques ont été également présentés. On avait souhaité mettre en œuvre expérimental la commande directe mais malheureusement les performances limitées de l'onduleur empêche la réalisation de cette tâche. Pour cette raison la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone associée à plusieurs techniques d'observation du flux rotorique et de la vitesse a été réalisée et validée expérimentalement.

Notons que la phase d'implantation en temps réel et de validation expérimentale a été effectuée sur le banc d'essai de LSP_IE. Les résultats obtenus permettent de montrer la faisabilité de la commande sans capteur. Le degré de supériorité d'un observateur par rapport à l'autre est fixé selon les performances obtenues et l'objectif visé.

Le travail réalisé au cours de ce mémoire a un certain nombre de perspectives :

- Résoudre le problème de la limitation des performances de l'onduleur afin d'aller vers la commande vectorielle directe.
- Validation expérimentale d'autres observateurs dans le but de faire une étude comparative globale.
- Intégrer d'autres techniques d'intelligence artificielle pour l'estimation de la vitesse.
- Inclure dans la modélisation du moteur asynchrone les équations de l'onduleur, pour agir directement au niveau du modèle en ce qui concerne le problème des temps mort de l'onduleur pour une commande en tension.

ANEXES

ANEXE1

Paramètres de la machine simulée et sous test :

| | | |
|---------------------|--------------------------|---------------------------|
| R_s : | 12.75 Ω | Resistance statorique |
| R_r : | 5.4 Ω | Résistance rotorique |
| L_s : | 0.4331 H | Inductance statorique |
| L_r : | 0.4130 H | Inductance rotorique |
| M : | 0.4034 H | Inductance mutuelle |
| J : | 0.0034 Kgm^2 | Moment d'inertie |
| P : | 2 | Nombre de paires de pôles |
| F : | 0.0001 Nm.s/rad | Coefficient de frottement |
| Puissance nominle : | | 1 Kw |

Anexe2

Soit la fonction de Lyapunov définie par $\frac{S_{ob}^T \cdot S_{ob}}{2}$ sa dérivée par rapport au temps est donnée par

$\dot{V} = S_{ob}^T \cdot \dot{S}_{ob}$. On a :

$$\dot{S}_{ob} = \Gamma \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + \dot{\Gamma} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

$$\dot{S}_{ob} = \Gamma \left(\begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & pK\omega(t) \\ -pK\omega(t) & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{sign}(S_3) \\ \text{sign}(S_4) \end{bmatrix} \right) + \dot{\Gamma} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

Où :

$$\dot{\Gamma} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix}$$

Avec

$$a = \frac{-K \cdot 2p^2 K^2 \dot{\omega}(t)}{T_r \cdot \beta^2}$$

$$b = p \cdot K \frac{\beta \cdot \omega(t) - 2p^2 K^2 \omega(t)^2 \dot{\omega}(t)}{\beta^2}$$

Sachant que

$$\begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \cdot \Delta \quad \text{et} \quad \Gamma^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & p\omega(t)K \\ -p\omega(t)K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix}$$

On obtient :

$$\dot{V} = S_{ob}^T \cdot \left(\begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{sign}(S_3) \\ \text{sign}(S_4) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \right)$$

Il est clair que $\dot{V} < 0$ tant que les conditions suivantes seront respectées.

$$\delta_1 > |e_3 + ae_1 - be_2|$$

$$\delta_2 > |e_4 + be_1 + ae_2|$$

Cependant

$$|e_3 + ae_1 - be_2| \leq |e_3| + |ae_1 - be_2| \leq \rho_3 + |\hat{x}_3| + a_{\max}|e_1| + b_{\max}|e_2|$$

$$|e_4 + be_1 + ae_2| \leq |e_4| + |be_1 + ae_2| \leq \rho_4 + |\hat{x}_4| + b_{\max}|e_1| + a_{\max}|e_2|$$

Tant que la surface $S_{ob} = 0$ est attractive et que la matrice Γ est non singulière, la convergence vers zero de ($e_1(t)$ et $e_2(t)$) suit.

D'autre part :

Sur $S_{ob} \equiv 0$ le vecteur equivalent \tilde{I}_{sg} est obtenu, en utilisant la propriété d'invariance de S_{ob} on obtient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \left(\begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tilde{I}_{sg} \right) \quad \text{c'est-à-dire} \quad \tilde{I}_{sg} = \begin{bmatrix} \frac{e_3}{\delta_1} \\ \frac{e_4}{\delta_2} \end{bmatrix}$$

Donc

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \frac{-1}{T_r} e_3 - p\omega(t)e_4 - g_3 \tilde{I}_{sg} \\ \dot{e}_4 &= \frac{-1}{T_r} e_4 + p\omega(t)e_3 - g_4 \tilde{I}_{sg} \end{aligned} \quad (1)$$

Remplaçons \tilde{I}_{sg} , g_3 et g_4 dans (1) on obtient les erreurs \dot{e}_3 et \dot{e}_4

- [1] Jean pierre caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », edition technip, Paris, 1995.
- [2] R.Abdesmed, M.Kadjoudj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'université de Batna, 1997.
- [3] Demba Diallo, « Commande vectorielle des moteurs asynchrones pour la traction Ferroviaire », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Grenoble, France, le 08 octobre 1993.
- [4] Canudas Carlos de wit, « Commande des moteurs asynchrones 1, modélisation et Contrôle vectorielle et DTC », édition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 1989.
- [5] Cyril W. Lander, « electroniqu e de puissance cours et exervices», Edition MC Graw- Hill, Paris,1995.
- [6] Canudas Carlos de wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation Discrétisation et observateur », édition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 2000.
- [7] Benchaiba Kafïa, « Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; Apport de la logique floue pour la réduction du phénomène chattering » Thèse de Magister, soutenue à l'université de Batna en 2003.
- [8] Seok. Ho. Jean, « Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for Induction motors», IEEE Transactions On Industrial electronics, vol.49, N°3, June 2002.
- [9] Malek. Ghanes, « Observateur et commande de la machine asynchrone sans capteur Mécanique », Thèse de doctorat, soutenue à l'Ecole centrale de Nantes, France, Le 03 novembre 2005.
- [10] Lotfi Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat, soutenue à Henri Poincaré, Nancy-I, France, le 14 janvier 1999.
- [11] Marcello Montanari, Sergio Presada, Andrea Tilli, Alberto Tonielli, « speed sensorless Control of induction motor based On indirect Field- Oriented », Industry application conference, 2000, conference record of the 2000 IEEE, vol 3.
- [12] P.Vas, «vector control of alternating current machines», Clarendon Press Oxford, U.K, 1990.
- [13] Abdelkrim Benchaib, « Application des modes de glissement pour la commande en Temps réel de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Picardie jules vernes d'Amiens, France, le 14 décembre 1998.

-
- [14] Imad AL-Rouh, « Contribution à la commande sans capteur de la machine Asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue à Henri Poincaré, NancyI, France, le 12 Juillet 2004.
- [15] C.Schauder, « Adaptative speed identification for vector control of induction motor Without rotational transducers », Proc.Conf.Rec. IEEE IAS Ann. Mtg.pp.493-499, 1989.
- [16] H.Kubota, K. Matsuse et T. Nakano, « DSP Based speed adaptative flux observer of Induction motor », Vol 29, N°2, pp. 344-348, 1993.
- [17] S. Drakunov et V. Utkin, « Sliding mode observers tutorial », Proc. Of 34th IEEE , CDC, New Orleans, LA, USA, pp.3376-3378, 1995.
- [18] V. I. Utkin, « Sliding mode control design principles and application to electric Drive », IEEE Transactions. On industrial. Electronics, Vol 40, N°1, pp 23- 36, 1993.
- [19] Ismail Elhassan, « Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans Capteur de vitesse par contrôle direct du couple », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Toulouse, France, le 26 mars 1999.
- [20] Tarek Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », Thèse de doctorat, soutenue à l'Ecole Doctorale de Lyon, France, le 26 mars 2001.
- [21] Jogenda. Singh. thongam, « commande de haute performance sans capteur d'une machine asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Québec, en juin 2006.
- [22] Franck Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la Commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Lyon, France, le 07 janvier 2005.
- [23] David aguglia, « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue De sa commande vectorielle », Thèse de doctorat, soutenue à l'université Laval, Canada, décembre 2004.
- [24] Emmanuel delmotte, « observateur robuste de flux pour la commande vectorielle D'une machine asynchrone conception et mise en œuvre », Thèse de doctorat, Soutenue à l'université de lille, France, Le 05 décembre 1997
- [25] Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une Machine asynchrone », Thèse de magister, soutenue à l'université de Batna le 20 mai 2006.
- [26] Hirokazu Tajima, Yoichi Hori, « Speed sensorless field oriented control of the induction machine », IEEE Transactions on industrial electronics, vol.29, N°1, 1993.