

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique



MEMOIRE

Pour l'Obtention du diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option : Commande

Présenté par :

Mr CHEBBI Azeddine

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème:

**Commande Backstepping d'une machine
asynchrone sans capteur de vitesse**

Soutenu le 03 /02/ 2011

Devant le Jury :

Fatiha ZIDANI	Professeur	Université de Batna	Président
Souad CHAOUCH	Maître de conférence	Université de M'sila	Rapporteur
Mohamed Saïd NAIT-SAÏD	Professeur	Université de Batna	Rapporteur
Abdessalam MAKOUF	Professeur	Université de Batna	Examineur
Arezki MENASEUR	Maître de conférence	Université de Biskra	Examineur

Promotion: 2004/2005

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué sous la direction du docteur Souad CHAOUCH, maître de conférence à l'université de M'SILA et sous la co-direction du docteur Mohamed Saïd NAIT SAÏD, professeur à l'université de Batna que je tiens à remercier vivement pour les conseils et aides apportés durant la réalisation de ce mémoire.

Je tiens à remercier également :

Mme Fatiha ZIDANI, professeur à l'université de Batna, qui me fait l'honneur de présider le jury du présent mémoire.

Mes remerciements vont également vers Mr Abdessalam MAKOUF, professeur à l'université de Batna et Mr Arezki MENASSEUR, maître de conférence à l'université de Biskra pour l'honneur qu'ils me font en examinant ce travail.

Comme je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé durant la réalisation de ce mémoire.

SOMMAIRE

Sommaire.....	I
Notations et symboles.....	V
Introduction générale.....	1

Chapitre I

Aspect théorique du principe du Backstepping

I.1 Introduction.....	4
I.2 Principe de l'approche du Backstepping	4
I.2.1 Application du Backstepping pour les systèmes du deuxième ordre.....	4
I.2.2 Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre.....	7
I.3 Procédure générale de conception.....	9
I.4 Résultats de simulation.....	10
I.5 Conclusion.....	15

Chapitre II

Commande par Backstepping de la machine à induction

II.1 Introduction.....	16
II.2 Modélisation de la machine à induction.....	16
II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	16
II.2.2 Modélisation triphasée de la machine.....	17
II.2.2.1 Equations électriques.....	17
II.2.2.2 Equations magnétiques.....	18

II.2.2.3 Equation mécanique.....	19
II.2.3 Transformation dePark.....	19
II.2.3.1 Modèle de Park de la machine.....	21
II.2.3.2 Expression du couple électromagnétique.....	23
II.2.4 Choix du référentiel.....	23
II.2.5 Mise en équations d'états.....	24
II.2.6 Simulation de la MAS.....	26
II.3 Commande par Backstepping de la MAS.....	28
II.3.1 Modèle de la MAS basé sur le control vectoriel.....	28
II.3.2 Application du Backstepping à la commande de la MAS.....	30
II.3.3 Résultats de simulation.....	34
II.3.3.1 Fonctionnement nominal.....	36
II.3.3.2 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse.....	37
II.3.3.3 Fonctionnement lors de la variation de la charge.....	38
II.3.3.4 Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	39
II.3.3.5 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	40
II.4 Conclusion.....	41

Chapitre III

Différentes techniques d'estimation et d'observation

III.1 Introduction.....	42
III.2 Structure générale de la commande sans capteurs.....	42
III.3 Méthode à base d'estimateur en boucle ouverte.....	43
III.3.1 Estimation du flux rotorique.....	44
III.3.2 Estimation de la vitesse.....	44
III.4 Observateur de Luenberger.....	46
III.4.1 Détermination de la matrice de gains K.....	47
III.4.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger.....	49
III.4.3 Estimation de la vitesse.....	50
III.5 Technique MRAS.....	52
III.6 Résultats de simulation.....	55
III.6.1 Fonctionnement nominal.....	56

III.6.2 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse.....	58
III.6.3 Fonctionnement lors de la variation de la charge	60
III.6.4 Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	62
III.6.5 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique	64
III.7 Les performances des trois techniques d'estimation.....	66
III.8 Conclusion.....	67

Chapitre IV

Commande de la MAS avec Observateur Backstepping

IV.1 Introduction.....	68
IV.2 Etude de l'alimentation de la MAS.....	68
IV.3 Observateur basé sur le principe du Backstepping.....	71
IV.3.1 Observateur à base du Backstepping.....	72
IV.3.2 Observateur associant les techniques Backstepping et MRAS	75
IV.4 Résultat de simulation.....	76
IV.4.1 Alimentation sans onduleur.....	77
IV.4.1.1 Fonctionnement nominal.....	77
IV.4.1.2 Fonctionnement avec inversion de la vitesse.....	78
IV.4.1.3 Fonctionnement avec variation de la charge.....	79
IV.4.1.4 Fonctionnement avec variation de la résistance rotorique.....	80
IV.4.1.5 Fonctionnement avec variation de la résistance statorique.....	81
IV.4.2 La MAS est alimentée par un onduleur à MLI.....	82
IV.4.2.1 Fonctionnement nominal.....	82
IV.4.2.2 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse.....	83
IV.4.2.3 Fonctionnement lors de la variation de la charge.....	84
IV.4.2.4 Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	85
IV.4.2.5 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	86
IV.5 Etude comparative des deux techniques.....	87
IV.6 Conclusion.....	88

Conclusion générale.....	89
---------------------------------	-----------

Annexe.....91

Bibliographie.....92

NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS:	Machine asynchrone.
a, b, c :	Indices correspondants aux trois phases statoriques ou rotoriques.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} :	Tensions statoriques
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} :	Tensions rotoriques
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} :	Courants statoriques
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} :	Courants rotoriques
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$:	Flux statoriques
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$:	Flux rotoriques
R_s, l_s :	Résistance et inductance propre d'une phase statorique
R_r, l_r :	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique
m_s :	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
m_r :	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
$[L_{ss}]$:	Matrice d'inductances statoriques
$[L_{rr}]$:	Matrice d'inductances rotoriques
m_{sr} :	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique
M_{sr} :	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
L_s :	Inductance cyclique propre statorique
L_r :	Inductance cyclique propre rotorique
M :	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
θ :	Angle électrique entre rotor et stator
(α, β) :	Axes fixés au stator
(x, y) :	Axes fixés au rotor

$(d, q):$	Axes fixés au champ tournant
$[P]:$	Matrice de transformation de PARK
$\omega_s:$	Vitesse électrique (pulsation) statorique
$\omega_r:$	Vitesse électrique rotorique
$\omega:$	Vitesse électrique du rotor par rapport au stator
$f_r:$	Coefficient de frottement
$J:$	Moment d'inertie
$P:$	Nombre de paires de pôles
$T_s:$	Constante de temps statorique
$T_r:$	Constante de temps rotorique
$\sigma:$	Coefficient de dispersion (de Blondel).
$\Omega:$	Vitesse mécanique
$\hat{\Omega}:$	Estimation de la vitesse mécanique
$\phi_d:$	Composante directe du flux roptorique
$\phi_q:$	Composante en quadrature du flux rotorique
$\hat{\phi}_d:$	Estimation de la composante directe du flux rotorique
BO:	Boucle ouverte

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Généralités

La MAS de part sa simplicité de conception et d'entretien, sa robustesse ainsi que son faible coût, tient une place de choix dans le domaine industriel. Toute fois, à la différence de la machine à courant continu, où il suffit de faire varier la tension de l'induit pour varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'emploi d'alimentation à tension et fréquence variables. C'est pour cela que la MAS a été longtemps utilisée à vitesse constante et il fallait attendre l'apparition de composants modernes de puissance (transistor IGBT, thyristor GTO,...) qui ont permis la conception d'onduleurs à modulation d'impulsion performants [1], [2], [3]. Et avec le développement des méthodes modernes de commande, comme le contrôle vectoriel à flux orienté, la DTC et les techniques non linéaires, des pas considérables ont été franchis et on a pu atteindre des objectifs qui étaient loin d'être réalisés auparavant [4], [5], [6], [7], [8].

Problématique

Le modèle de la MAS est non linéaire et hautement couplé présentent une commande assez complexe. Les progrès réalisés en commande non linéaire et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la microinformatique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de la machine à induction, faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple. Cependant, il demeure que cette machine reste un sérieux candidat pour l'automatique non linéaire.

Les lois de commande classiques, par PI ou PID par exemple, quoique encore très utilisées, peuvent s'avérer insuffisantes ou peu adaptées. On élabore alors des lois de commande par retour d'état, leurs utilisation nécessite néanmoins la mesure du vecteur d'état. Or, dans de nombreux cas, on ne dispose pas de capteurs de mesure sur toutes les grandeurs physiques, essentiellement pour des raisons de coût. Un observateur, qui est un objet mathématique, permet de reconstituer ce vecteur d'état à partir des seules mesures physiques disponibles. Dans ce contexte, on proposera l'utilisation de la technique du Backstepping, qui est une méthode de commande récursive et représentant un outil pour l'étude de la stabilité dynamique. On abordera ensuite les observateurs et en particulier ceux issus de la théorie du Backstepping.

Objectifs généraux

Dans ce travail, on s'intéresse à l'étude de la commande de la MAS par l'application du Backstepping qui est une technique relativement récente pour les systèmes non linéaires [11]. Elle est combinée avec le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté pour concevoir les lois de commande de la machine. Les grandeurs d'états de la MAS nécessaires à sa commande sont supposées mesurées par des capteurs en premier lieu, puis, estimées par différents algorithmes. Une comparaison de performances est établie pour sortir avec des conclusions générales et en particulier en ce qui concerne l'utilisation du Backstepping pour estimer les grandeurs d'état de la machine pour la commander ultérieurement par cette même technique.

Organisation générale du mémoire

Le présent travail est organisé en quatre chapitres:

- Le premier chapitre est consacré à la présentation théorique de la technique du Backstepping avec application aux systèmes du second et du troisième ordre et justifiée par des simulations.
- Le deuxième chapitre sera consacré, en premier lieu, à la modélisation de la MAS donnée en modèle d'état, avec présentation des résultats de simulation pour le fonctionnement à vide et en charge nominale de la machine. Ensuite, il sera présenté le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui sera combiné à la méthode du Backstepping en vue de commander la machine. Des résultats de simulation seront présentés en fin du chapitre illustrant la robustesse de la technique de commande et cela pour différents régimes de fonctionnement de la machine.
- Dans le troisième chapitre, on abordera la commande de la MAS sans capteurs. Différentes techniques d'estimation de flux rotorique et de vitesse seront présentées tel que l'estimateur en boucle ouverte, l'observateur de Luenberger et la technique MRAS. Les grandeurs estimées seront utilisées dans la commande Backstepping de la machine. Pour chaque technique d'estimation, des résultats de simulation sont établis montrant ses performances.
- Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de l'alimentation de la MAS par onduleur à MLI sinus-triangle, suivi de l'étude de deux méthodes d'estimation des grandeurs de la machine à savoir le flux rotorique et la vitesse à base de la technique du Backstepping. La première méthode repose sur l'usage de la technique du Backstepping seule pour l'estimation des grandeurs de la machine et la deuxième méthode combine les techniques Backstepping et MRAS pour l'estimation de ces grandeurs. Les grandeurs ainsi estimées serviront à

l'établissement de la commande par Backstepping de la machine. Finalement, des résultats de simulation où la machine est soumise à différents tests de robustesse seront exposés avec et sans l'association MAS-convertisseur statique.

A la fin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle et à la lumière des résultats obtenus, nous présenterons les remarques et les perspectives.

CHAPITRE I

**ASPECT THEORIQUE
DU PRINCIPE DU
«BACKSTEPPING»**

ASPECT THEORIQUE DU PRINCIPE DU «BACKSTEPPING»

I.1 Introduction

La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente des systèmes non linéaires. Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système.

Son principe est d'établir d'une manière constructive la loi de commande du système non linéaire en considérant quelques variables d'état comme étant des commandes virtuelles et leurs concevoir des lois de commande intermédiaires [9], [10], [11], [12], [13].

Dans ce chapitre, il sera question d'exposer le principe de la technique du Backstepping avec application aux systèmes du second et du troisième ordre afin de se familiariser avec cette technique en vue de l'appliquer à la commande de la machine à induction.

I.2 Principe de l'approche du Backstepping

L'idée de base du Backstepping est de stabiliser au départ le premier sous système par une fonction stabilisante connue via une fonction de Lyapunov choisie, ensuite d'ajouter à son entrée un intégrateur. On procède de même pour le prochain sous système augmenté et ainsi de suite pour les sous-systèmes successifs pour aboutir enfin à une fonction de Lyapunov globale donnant la loi de commande globale qui stabilise le système.

Dans cette partie, l'idée principale de la technique du Backstepping est démontrée par son application à travers deux exemples, du deuxième et du troisième ordre

I.2.1 Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre

Considérons le système suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 & \text{(I.1.a)} \\ \dot{x}_2 = u & \text{(I.1.b)} \\ y = x_1 & \text{(I.1.c)} \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

Où :

u : L'entrée de commande

θ_1 : Vecteur paramétrique connu

$\varphi_1(x_1)$: Vecteur de fonction non linéaire ($\varphi_1(0) = 0$)

y : La sortie du système

Le schéma bloc du système est donné par la figure (I.1).

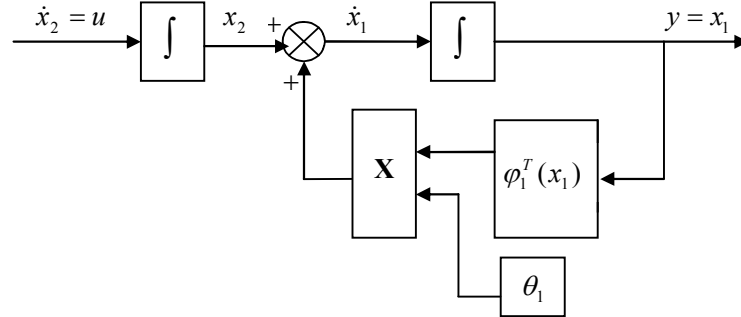


Figure (I.1) : schéma bloc du système du deuxième ordre

L'objectif de la commande est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro réalisant ainsi la stabilité et l'équilibre du système ce qui permet à sa sortie y de suivre une référence $y_r = y_r(t)$.

Le système étant du 2^{ème} ordre, la conception par le backstepping est exécuté en deux étapes.

Etape 1

Pour le premier sous-système (I.1.a), on choisit l'état x_2 comme étant l'entrée virtuelle de l'état x_1 ,

On définit l'erreur de poursuite e_1 tel que:

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (I.2)$$

Et la fonction stabilisante suivante choisit de manière à éliminer la non linéarité du sous-système:

$$\begin{aligned} \alpha_1(x_1) &= -k_1 e_1 - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 \\ &= -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta_1 \end{aligned} \quad (I.3)$$

Où :

k_1 gain >0 .

Cette solution est conçue pour stabiliser le premier sous-système et puisque ce n'est pas le cas,

On définit la deuxième erreur par:

$$e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (I.4)$$

e_2 est la variable qui exprime la réalité que x_2 n'est pas la commande exacte.

On choisit la première fonction de Lyapunov :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (I.5)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (I.6)$$

Par arrangement des équations (I.2), (I.3), (I.4), on obtient l'équation:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (I.7)$$

Et l'équation (I.6) devient:

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (I.8)$$

Le terme $e_1 e_2$ sera éliminé dans l'étape suivante ou on abordera le deuxième sous-système.

Etape 2

La dérivée de e_2 est exprimée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{y}_r \\ &= \dot{x}_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \\ &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \theta_1) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \end{aligned} \quad (I.9)$$

Prenons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (I.10)$$

La dérivée de v_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2 \left[u + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \theta_1) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \right] \end{aligned} \quad (I.11)$$

La commande u est choisie tel que $\dot{v}_2 < 0$ (condition de stabilité de Lyapunov).

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} u &= -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \theta_1) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r \\ &= -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r \end{aligned} \quad (I.12)$$

Avec k_2 gain >0

$$\text{Dans ces conditions: } \dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0. \quad (I.13)$$

Ce qui réalise l'équilibre et le système est stable.

L'équation (I.9) prend la forme :

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 e_2 \quad (\text{I.14})$$

Le système (I.1) en boucle fermée peut être formulé en utilisant les nouvelles coordonnées en e :

$$\dot{E}_1 = AE \quad (\text{I.15})$$

Avec:

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix}, \quad E = [e_1 \quad e_2]^T$$

$$\text{La solution est donnée par: } E = E(0) \exp(At) \quad (\text{I.16})$$

Avec un bon choix des gains k_1 et k_2 (méthode de placement de pôles), la solution donnée par (I.16) donne bien une convergence des erreurs vers zéro, donc la sortie du système $y = x_1$ suit la référence y_r .

I.2.2 Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre

Considérons le système du troisième ordre suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1(x_1)^T \theta_1 \\ \dot{x}_2 = x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta_2 \\ \dot{x}_3 = u \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec : $y = x_1$

Et :

θ_1 et θ_2 : vecteurs de paramètres connus.

$\varphi_2(x_1, x_2)$: Vecteur de fonction non linéaire ($\varphi_2(0,0) = 0$).

Le système étant du 3^{ème} ordre, la conception par le Backstepping est exécuté en trois étapes

Etape 1

Pour le premier sous-système, l'état x_2 est choisit comme commande virtuelle de l'état x_1 . On considère l'erreur entre la variable x_1 et la grandeur de référence y_r :

$$e_1 = x_1 - y_r \quad (\text{I.18})$$

La première fonction de Lyapunov est :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{I.19})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (\text{I.20})$$

D'où :

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (\text{I.21})$$

Avec : $\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2$

Etape 2

Considérons l'erreur e_2 définie par l'équation:

$$e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \quad (\text{I.22})$$

Sa dynamique est donnée par:

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{y}_r \quad (\text{I.23})$$

Prenons x_3 comme la commande virtuelle du deuxième sous-système et définissons la nouvelle erreur e_3 comme:

$$e_3 = x_3 - \alpha_2(x_1, x_2) - \ddot{y}_r \quad (\text{I.24})$$

Où $\alpha_2(x_1, x_2)$ la fonction stabilisante donnée par l'équation:

$$\alpha_2(x_1, x_2) = -e_1 - k_2 e_2 - \varphi_2^T \theta_2 + \dot{\alpha}_1 \quad (\text{I.25})$$

En tenant compte des équations (I.16), (I.22), (I.23), (I.24), l'équation (I.22) devient:

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 e_2 + e_3 \quad (\text{I.26})$$

La fonction de Lyapunov candidate est :

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{I.27})$$

La dérivée de v_2 est::

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 e_3 \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

Le terme $e_2 e_3$ dans (I.27) sera éliminé dans l'étape suivante.

Etape 3

C'est l'étape finale. La dérivée de l'erreur e_3 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r \\ &= u - \dot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante:

$$v_3 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2. \quad (\text{I.30})$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned}\dot{v}_3 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 (e_2 + u - \ddot{\alpha}_2 - \ddot{y}_r)\end{aligned}\tag{I.31}$$

Pour que $\dot{v}_3 < 0$, il faut choisir la commande u tel que :

$$u = -k_3 e_3 - e_2 + \ddot{\alpha}_2 + \ddot{y}_r\tag{I.32}$$

Dans ce cas :

$$\dot{v}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 < 0\tag{I.33}$$

Où : k_3 gain > 0

Alors, l'équation (I.27) devient :

$$\dot{e}_3 = -e_2 - k_3 e_3\tag{I.34}$$

La dynamique de toutes les erreurs données sous forme matricielle est donnée par:

$$\dot{E}_1 = AE\tag{I.35}$$

$$\text{Avec : } A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -1 & -k_2 & 1 \\ 0 & -1 & -k_3 \end{bmatrix}, \quad E = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T$$

La solution de (I.33) est:

$$E = E(0) \exp(A.t)\tag{I.36}$$

L'équation (I.35) donne une convergence des erreurs vers zéro par un bon choix des gains k_1, k_2 et k_3 et la sortie du système suit sa référence

I.3 Procédure générale de conception

Dans cette partie, on essayera de généraliser l'application de l'approche du Backstepping pour des systèmes d'ordre n :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(x_1)^T \theta_1 \\ \dot{x}_2 &= x_3 + \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta_2 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= \varphi_n^T(x_1, x_2, \dots, x_n) \theta_n + g(x_1, x_2, \dots, x_n) u.\end{aligned}\tag{I.37}$$

Avec : $g(x_1, x_2, \dots, x_n) \neq 0$

En général, la conception, par le principe du Backstepping, de la loi de commande u est exécutée en n étapes. A la $i^{\text{ème}}$ étape, un sous système du $i^{\text{ème}}$ ordre est stabilisé par rapport à une fonction de Lyapunov v_i par la conception d'une fonction stabilisante α_i . La loi de commande est alors établie à l'étape finale [11].

L'algorithme global du Backstepping est donné par :

Par convention, on définit: $e_0 = 0$, $\alpha_0 = 0$, $e_1 = x_1 - y_r$.

$$e_i = x_i - \alpha_{i-1} - y_r^{(i-1)}$$

$$\alpha_i = -e_{i-1} - k_i e_i - \beta_i$$

Où :

$$\beta_1 = w_1, \quad \beta_i = w_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_j} x_{j+1} - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(j-1)}} y_r^{(j)}, \quad 2 \leq i \leq n$$

$$w_1 = \varphi_1^T \theta_1, \quad w_i = \varphi_i^T \theta_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_j} (\varphi_j^T \theta_j), \quad 2 \leq i \leq n$$

$$u = \frac{1}{g} (\alpha_n + y_r^{(n)})$$

$$\dot{E} = AE.$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ -1 & -k_2 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & -k_3 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -k_4 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -k_n \end{bmatrix}, \quad E = [e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4 \quad \cdots \quad e_n]^T$$

$$E = E(0) \exp(At)$$

L'équilibre du système s'exprime par :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E(t) = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} [y(t) - y_r(t)] = 0, \quad \text{la sortie du système } y(t) \text{ suit sa référence } y_r(t).$$

I.4 Résultats de Simulation

Pour tester la robustesse de la technique du Backstepping vis-à-vis des variations paramétriques, le paramètre θ est considéré variable pour les deux exemples présentés.

Exemple 1

On considère le système :

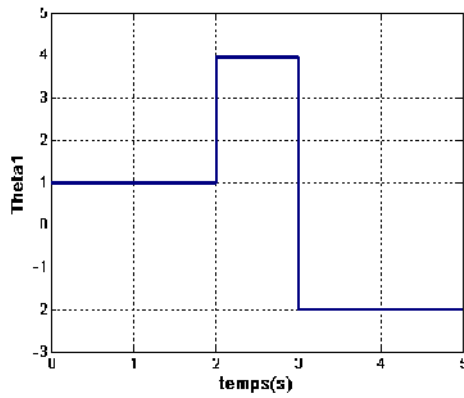
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \theta_1 \cos(x_1) \\ \dot{x}_2 = u \end{cases}$$

Premier cas

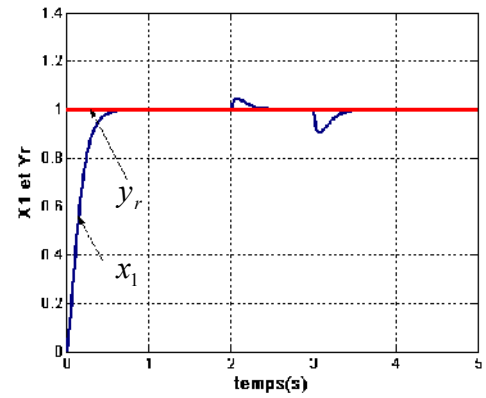
La référence est constante: $y_r = 1$, $k_1 = 10$, $k_2 = 15$. Les conditions initiales : $x_1(0) = x_2(0) = 0$.

La loi de commande est: $u = -151x_1 - 25x_2 - 25\theta_1 \cos x_1 + \theta_1 x_2 \sin x_1 + \theta_1^2 \sin x_1 \cos x_1 + 151$

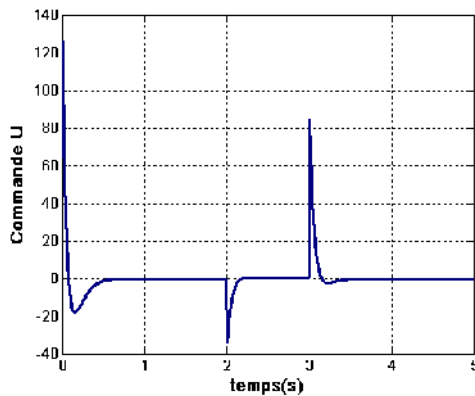
Les résultats de simulation obtenus montrent, dans les cas de la référence constante et de la référence variable et avec la variation du paramètre θ_1 un excellent suivi de la référence y_r par la sortie y . Les erreurs convergent rapidement vers zéro. Figures (I.2), (I.3).



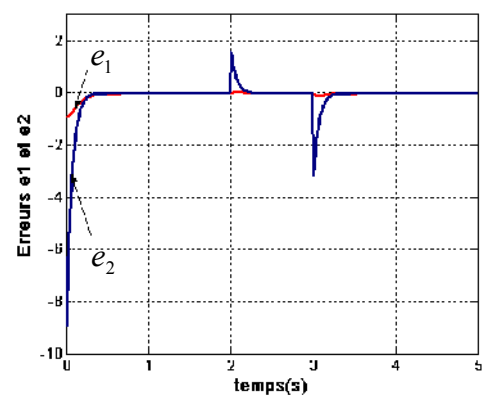
a): Paramètre θ_1



b): Signaux x_1 et y_r



c): Commande u



d): Erreurs e_1 et e_2

Figure (I.2): Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre lors d'une référence constante

Deuxième cas

La référence est variable: $y_r = \cos(5t)$

Les gains $k_1 = 10$, $k_2 = 15$ et les conditions initiales: $x_1(0) = 0$, $x_2(0) = 0$.

La loi de commande:

$$u = -151x_1 - 25x_2 - 25\theta_1 \cos x_1 + \theta_1 x_2 \sin x_1 + \theta_1^2 \sin x_1 \cos x_1 - 125 \sin(5t) + 126 \cos(5t)$$

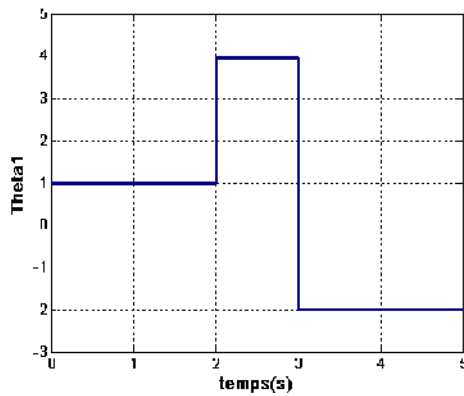
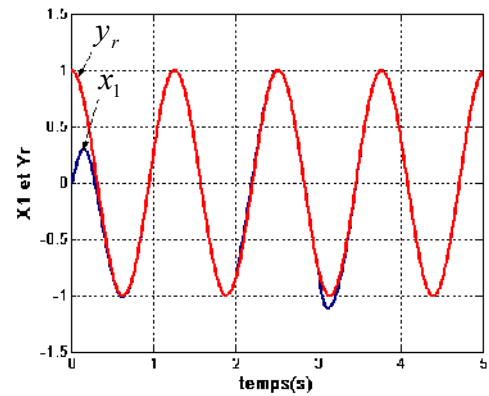
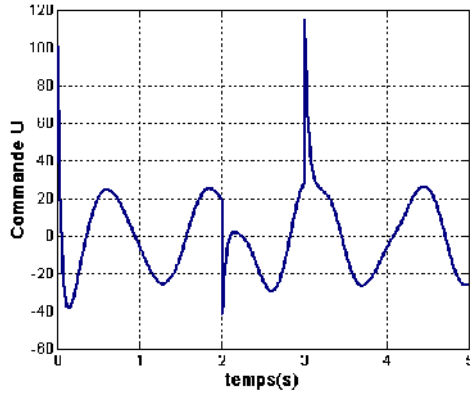
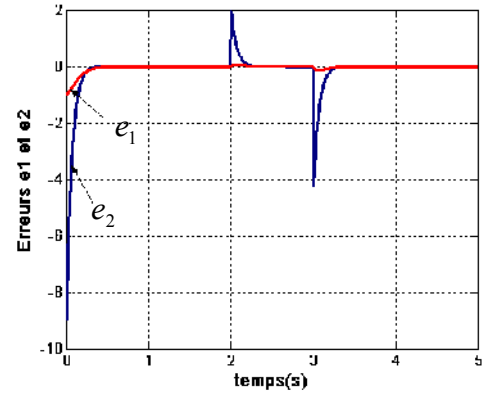
a): Paramètre θ_1 b): Signaux x_1 et y_r c): Commande u d): Erreurs e_1 et e_2

Figure (I.3): Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre lors d'une référence sinusoïdale

Exemple 2

Nous avons le système :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + [x_1^2 & 2x_1] \theta_1^T \\ \dot{x}_2 = u \end{cases}$$

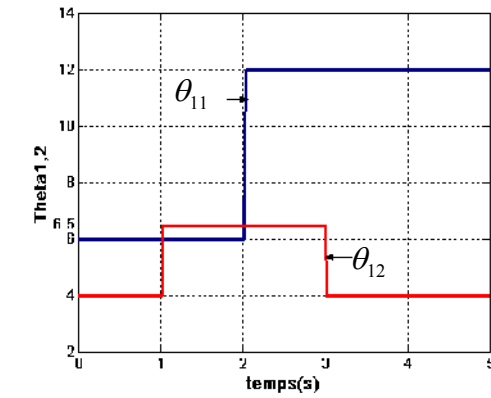
$$\theta_1 = [\theta_{11} \quad \theta_{12}]$$

Premier cas

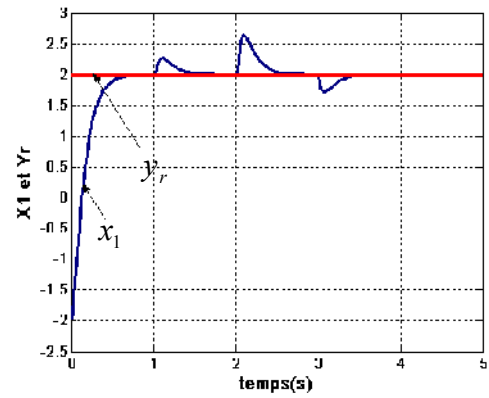
La référence $y_r = 2$. Les conditions initiales: $x_1(0) = -2$, $x_2(0) = 1$. Les gains $k_1 = 12$, $k_2 = 16$.

$$u = -193x_1 - 28x_2 - (48\theta_{12} + 4\theta_{12}^2)x_1 - 2\theta_{12}x_2 - (6\theta_{11}\theta_{12} + 28\theta_{11})x_1^2 - 2\theta_{11}^2x_1^3 - 2\theta_{11}x_1x_2 + 386.$$

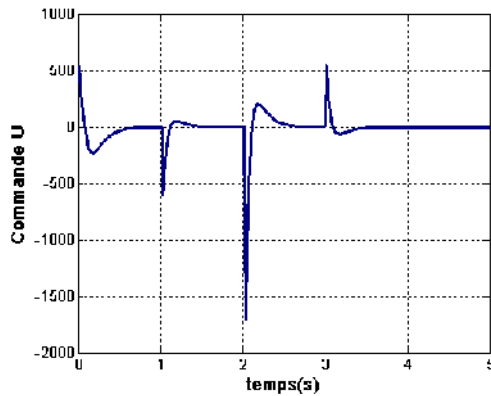
Pour cet exemple, même remarque, que l'exemple précédent concernant les résultats de simulation obtenus.



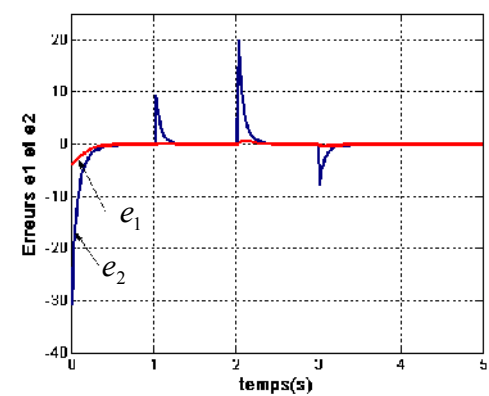
a): Paramètres θ_{11} et θ_{12}



b): Signaux x_1 et y_r



c): La commande u



d): Les erreurs e_1 et e_2

Figure (I.4): Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre avec un signal de référence constant

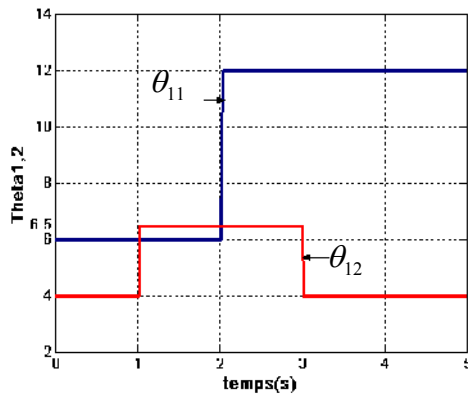
Deuxième cas

$$y_r = \sin(10t), \quad x_1(0) = 0, \quad x_2(0) = 0$$

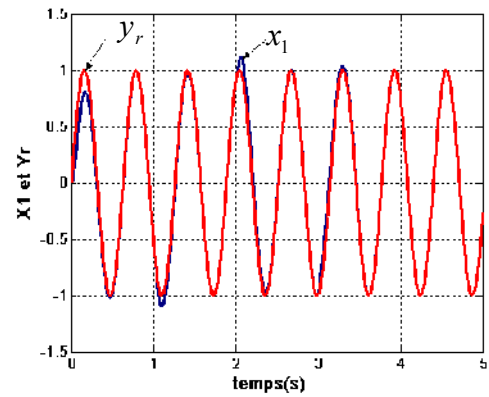
$$k_1 = 12, \quad k_2 = 16 \quad \text{et les conditions initiales: } x_1(0) = 0, \quad x_2(0) = 0.$$

La loi de commande est:

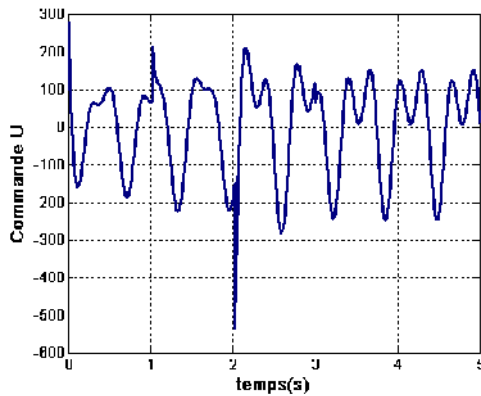
$$u = -193x_1 - 28x_2 - (48\theta_{12} + 4\theta_{12}^2)x_1 - 2\theta_{12}x_2 - (6\theta_{11}\theta_{12} + 28\theta_{11})x_1^2 - 2\theta_{11}^2x_1^3 - 2\theta_{11}x_1x_2 + 93\sin(10t) + 280\cos(10t).$$



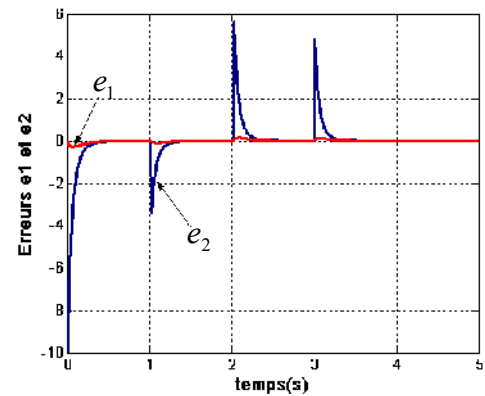
a): Les paramètres θ_{11} et θ_{12}



b): Les signaux x_1 et y_r



c): La commande u



d): Les erreurs e_1 et e_2

Figure (I.5): Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre avec un signal de référence sinusoïdal

I.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la technique du Backstepping appliquée aux systèmes du deuxième ordre et du troisième ordre et puis, généralisée au système d'ordre n .

Etape par étape, une commande est conçue et une analyse de stabilité est établie. A l'étape finale, une loi de commande globale assurant la stabilité en boucle fermée du système est construite via une fonction de Lyapunov, les erreurs convergent vers zéro et la sortie du système suit sa référence. Les résultats de simulation obtenus en fin du chapitre montrent la robustesse de cette technique

L'application de la technique du Backstepping combinée au contrôle vectoriel à la commande de la machine à induction modélisée sous forme d'équations par la transformation de Park sera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE II

COMMANDE PAR «BACKSTEPPING» DE LA MACHINE A INDUCTION

COMMANDE PAR «BACKSTEPPING» DE LA MACHINE A INDUCTION

II.1 introduction

La machine ou le moteur asynchrone (MAS) est largement répandue actuellement pour ses qualités bien connues, toute fois, sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques à cause de l'absence de découplage naturel entre flux et couple.

La modélisation de la machine asynchrone est une phase essentielle pour l'élaboration de sa commande; le modèle, peut être obtenu par l'application de la transformation de PARK ou par l'utilisation de la notation complexe (modélisation vectorielle).

Dans ce chapitre sera présenté la modélisation issue de la transformation de PARK de la machine à induction, ensuite, il sera présenté l'application de l'approche du Backstepping à la commande de la machine à induction basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique dont l'objectif est l'élimination des régulateurs classiques PI.

II.2 Modélisation de la machine à induction

La mise en oeuvre d'une commande performante pour la machine à induction nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement son comportement dynamique. En effet, les commandes modernes de la machine à induction nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine. Cette machine devra fonctionner à flux constant pour assurer un bon rendement énergétique et un contrôle dynamique aisée du couple et de la vitesse.

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation d'une machine électrique permet la connaissance et l'étude de ses comportements statiques et dynamiques d'où un apport précieux pour l'étude de sa commande car elle permet d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés de ceux observés expérimentalement. La modélisation de la MAS triphasée réelle constitue en son remplacement par une machine biphasée fictive mais magnétiquement équivalente. L'étude de la modélisation sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [5], [14], [15], [16], [17], [18]:

- Entrefer constant.
- Effet d'encoche négligé.
- Saturation négligée.
- Phénomène d'hystérésis, courants de Foucault et effet de peau négligés.
- Résistance des enroulements constante.
- Le régime homopolaire est nul (charge équilibrée).

II.2.2 Modélisation triphasée de la machine

Les enroulements des trois phases statoriques et rotoriques peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (II-1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elle-mêmes.

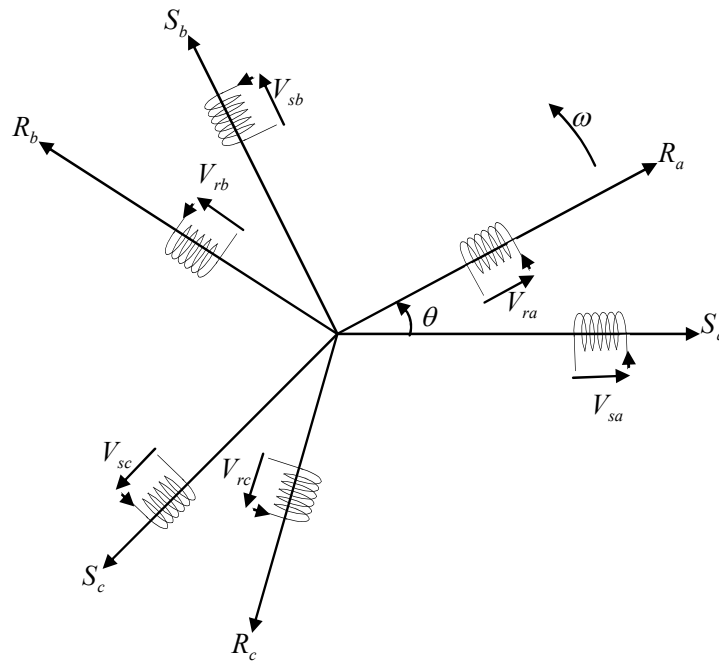


Figure (II.1) : Représentation des enroulements d'une MAS triphasée

$S_a(R_a), S_b(R_b), S_c(R_c)$: Axes de phases statoriques(rotoriques) .

θ : Angle électrique entre l'axe de la phase S_a statorique et la phase R_a rotorique

II.2.2.1 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, l'étude physique conduit aux équations de tensions suivantes données sous forme matricielle:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]$: Vecteur tensions statoriques.

$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]$: Vecteur tensions rotoriques .

$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]$: Vecteur courants statoriques

$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]$: Vecteur courants rotorique.

$[\Phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]$: Vecteur flux statoriques.

$[\Phi_r] = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]$: Vecteur flux rotoriques .

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où:

R_s : Résistance d'une phase du stator.

R_r : Résistance d'une phase du rotor .

II.2.2.2 Equations magnétiques

Dans le même contexte, les équations du flux sont données par:

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^T[I_s] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec:

$$[L_{ss}(r)] = \begin{bmatrix} l_{s(r)} & m_{s(r)} & m_{s(r)} \\ m_{s(r)} & l_{s(r)} & m_{s(r)} \\ m_{s(r)} & m_{s(r)} & l_{s(r)} \end{bmatrix}, \quad [M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

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

$[L_{ss}]$ ($[L_{rr}]$): Matrice d'inductances statoriques (rotoriques).

$m_s(m_r)$: Inductance mutuelle en deux phases du stator (du rotor).

m_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

II.2.2.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = Ce - Cr - f_r \Omega \quad (\text{II.4})$$

Avec:

$$\Omega = p \cdot \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \omega \quad (\text{II.5})$$

Où:

Ce : Couple moteur de la machine (électromagnétique).

Cr : Le couple résistant

f_r : Le coefficient de frottement.

Ω : Vitesse mécanique de rotation du rotor

p : Nombre de paires de pôles de la machine.

ω : Vitesse électrique du rotor par rapport au stator.

II.2.3 Transformation de PARK

L'équation (II.2) ainsi obtenue, est à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (II.1) en vue de la commande.

On peut réaliser un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, flux et courant) qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle θ . Le changement de base est appelé transformation de PARK. Cette transformation repose sur l'utilisation de deux axes (u, v) (système biphasé) au lieu de trois axes statoriques et rotoriques (système triphasé). Figure (II.2).

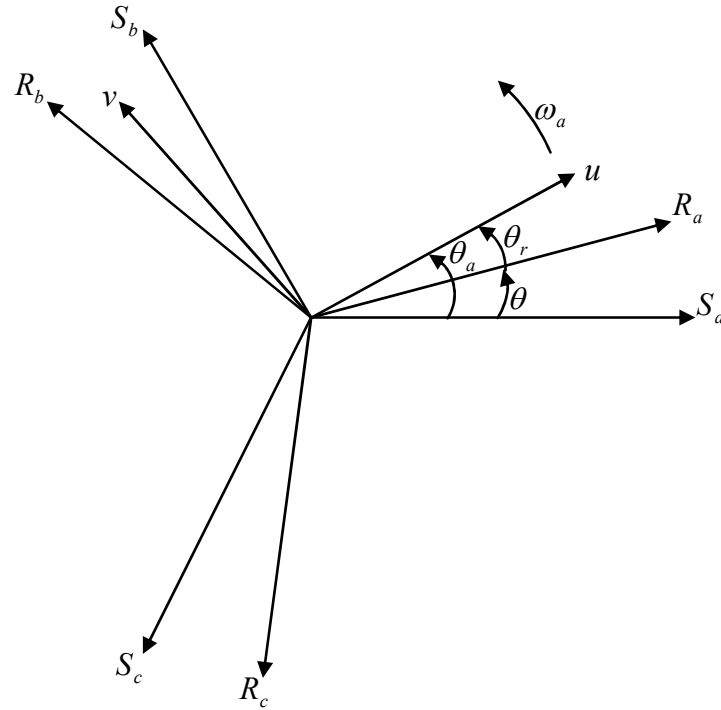


Figure (II.2) : Passage du système triphasé au système biphasé

θ_a : L'angle de transformation de PARK entre la phase de l'axe S_a et l'axe u .

$$\theta_a = \theta + \theta_r \quad (\text{II.6})$$

ω_a : Vitesse angulaire de rotation du système (u, v) par rapport au système d'axes triphasé

Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée, en utilisant la matrice de transformation $[P]$ de PARK représentée ci-dessous, repose sur la conservation des puissances.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\Pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La matrice inverse $[P]^{-1}$ est donnée par :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\Pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\Pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\Pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Le passage du système triphasé au système diphasé est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

x : Grandeur statorique ou rotorique (représente le vecteur tension, courant ou flux).

x_0 : La composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

II.2.3.1 Modèle de PARK de la machine

L'application de la transformation de PARK au système d'équation (II.1) donne :

$$[P]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = [R_s] [P]^{-1} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left([P]^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.10})$$

En multipliant les deux membres de l'équation par $[P]$ et après développement on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \\ \phi_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Pour le rotor, on effectue les mêmes opérations que pour le stator et après développement on aura l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \\ V_{r0} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} + (\omega_a - \omega) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Puisque le neutre n'est pas relié, la composante homopolaire est nulle, d'où les équations suivantes :

Pour la tension :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Pour les flux :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Où :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

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

Le développement des équations matricielles (II-11) et (II.12) donne le système suivant:

$$\begin{cases} V_{su} = R_s i_{su} + \frac{d\phi_{su}}{dt} - \omega_a \phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d\phi_{sv}}{dt} + \omega_a \phi_{su} \\ V_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d\phi_{ru}}{dt} - (\omega_a - \omega) \phi_{rv} \\ V_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d\phi_{rv}}{dt} + (\omega_a - \omega) \phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Le modèle biphasé de la machine asynchrone dans le repère (u, v) est donné par la figure (II.3).

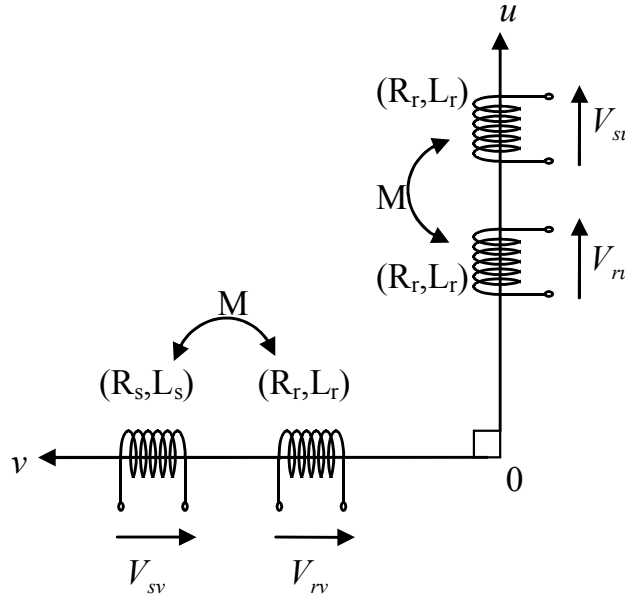


Figure (II.3) : Modèle généralisé biphasé de la MAS dans le repère (u, v) .

II.2.3.2 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'équation:

$$\begin{aligned}
 Ce &= P(\phi_{su} i_{sv} - \phi_{sv} i_{su}) \\
 &= \frac{PM}{L_r} (\phi_{ru} i_{sv} - \phi_{rv} i_{su})
 \end{aligned}
 \tag{II.17}$$

II.2.4 Choix du référentiel

La position du système d'axes (u, v) peut être fixée suivant les objectifs de l'application :

- Référentiel immobile par rapport au stator $\omega_a = 0$: étude des grandeurs statoriques (système d'axes (α, β)).
- Référentiel immobile par rapport au rotor $\omega_a = \omega_r$: étude des grandeurs rotoriques (système d'axes (x, y)).
- Référentiel lié au champs tournant $\omega_a = \omega_s$: étude de la commande (système d'axes (d, q))

ω_s : Pulsation de synchronisme

Notre choix est orienté vers la représentation dans le système d'axes (α, β) qu'on peut utiliser pour l'observation.

II.2.5 Mise en équations d'états

Afin de permettre la simulation de la MAS, elle est mise sous forme d'équation d'états de la forme:

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.18})$$

Avec:

$[A]$ = Matrice d'évolution.

$[B]$ = Matrice de commande.

$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad 0 \quad 0]^T$: Vecteur de commande.

En choisissant les variables d'état $i_{s\alpha\beta}, \phi_{r\alpha\beta}$ on obtient le vecteur $[X]$:

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

Le système d'équations (II.16) devient:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{r\alpha} = 0 \\ V_{r\beta} = 0 \end{cases} \quad \text{rotor en court circuit} \quad (\text{II.20})$$

Et le système (II.15) des flux aura la forme:

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

En remplaçant $i_{r\alpha}$ et $i_{r\beta}$ de (II.22) dans le système (II.21), le système ainsi obtenu donnant $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ est remplacé dans le système (II.19), nous obtenons l'équation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Et qui peut se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion (coefficient de Blondel)}$$

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

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

Pour la mise sous forme d'état du système, nous obtenons les relations suivantes :

$$[A] = -[L]^{-1}[Z] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right)\omega & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Et:

$$[B] = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & -\frac{M}{L_sL_r\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & -\frac{M}{L_sL_r\sigma} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

L'équation mécanique est donnée par:

$$\frac{PM}{L_r}(\phi_{ra}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - C_r - f_r\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.27})$$

II.2.6 Simulation de la MAS

La MAS est simulée après sa mise sous forme d'état. L'objectif de cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la MAS est directement alimentée par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz). La MAS utilisée est à cage d'écureuil, ses paramètres sont donnés en annexe. Les tensions d'alimentation sont sinusoïdales, d'amplitudes constantes et dont les valeurs instantanées sont données par les équations :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega_{res}t). \\ V_{sb} &= \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_{res}t - \frac{2\pi}{3}\right). \\ V_{sc} &= \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega_{res}t - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

Où :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\omega_{res} = 2\pi f$: Pulsation du réseau.

Les résultats de simulation sont obtenus pour un fonctionnement à vide ($C_r=0\text{N.m}$) et en charge nominale ($C_r=5\text{ N.m}$) appliquée à $t=2\text{s}$.

Pour le fonctionnement à vide ($C_r=0\text{N.m}$), la vitesse et le couple atteints, après passage par un régime transitoire court, respectivement une vitesse proche du synchronisme (157rad/s) et un couple nul. L'amplitude du flux est presque constante (1.2 Wb)

En charge, la valeur de vitesse diminue, le couple se stabilise à celle du couple résistant ($C_r=5\text{N.m}$) et l'amplitude du flux diminue légèrement tandis que l'amplitude du courant statorique augmente par suite de l'augmentation de la charge de la machine. Figure (II.4).

Les résultats obtenus montrent l'existence de fluctuation des modules du flux rotorique et de la vitesse lors de variation de la charge car le fonctionnement de la machine est en boucle ouverte. Le fonctionnement en boucle fermée permet de diminuer ces fluctuations comme on le verra ultérieurement dans ce présent travail.

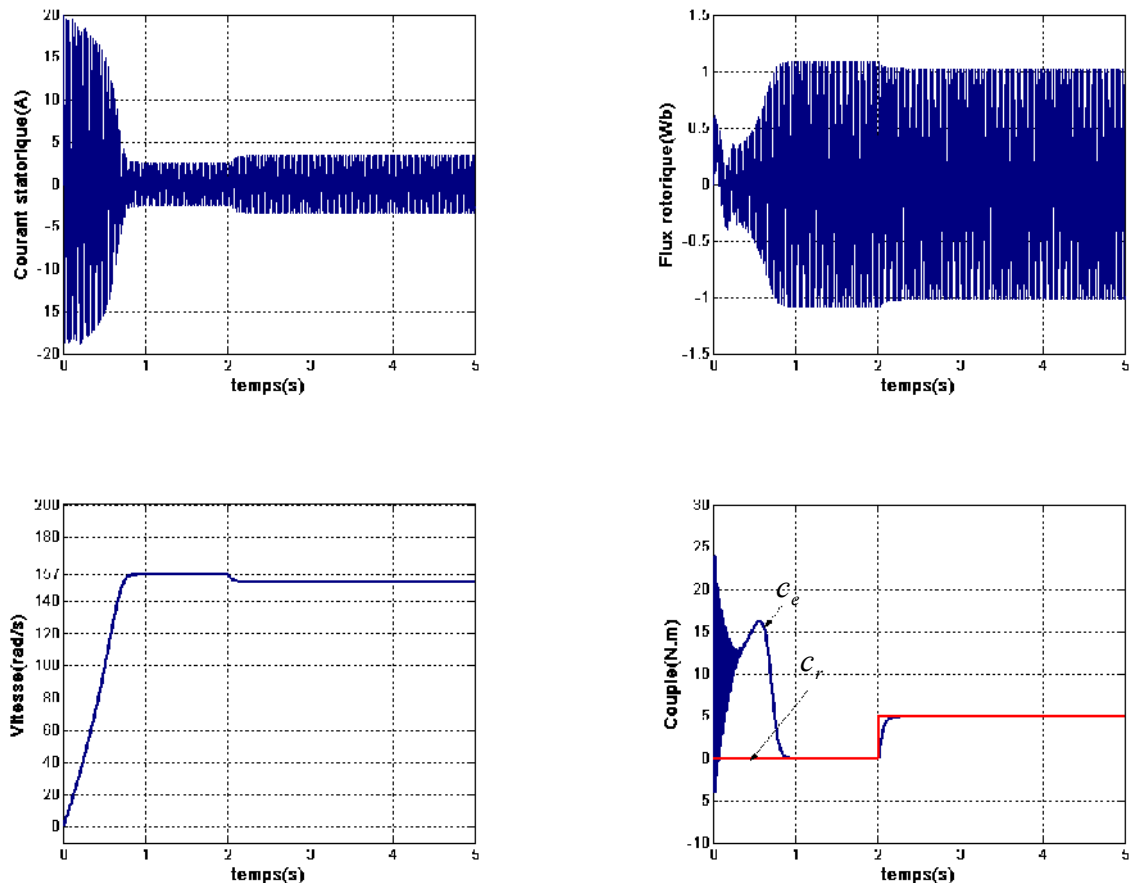


Figure (II.4) : Résultats de simulation pour le fonctionnement en charge
Appliqué à l'instant $t=2\text{s}$.

II.3 Commande par Backstepping de la MAS

La recherche sur le développement des techniques de commande de la MAS s'est multipliée dans ces dernières décennies, on en trouve actuellement plusieurs techniques présentes dans la littérature tel que la commande scalaire, la commande vectorielle, la DTC, les commandes non linéaires comme le Backstepping et la commande par mode glissant.

L'application de la technique du Backstepping à la commande de la MAS consiste à établir une loi de commande de la machine via une fonction de Lyapunov choisie, garantissant la stabilité globale du système. Elle présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine ainsi qu'une bonne poursuite des références.

L'association de la technique du Backstepping au contrôle vectoriel confère à la commande de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore plus la robustesse du Backstepping. [4], [7], [9].

II.3.1 Modèle de la MAS basé sur le contrôle vectoriel

La MAS pose des problèmes difficiles pour sa commande, son modèle dynamique dans le système (α, β) donné par (II.19) est non linéaire et hautement couplé dû à l'absence de découplage naturel entre l'inducteur (stator) et l'induit (rotor) ce qui rend sa commande plus complexe que celle d'une machine à courant continu.

La commande vectorielle, connue aussi sous le nom de contrôle par orientation du flux est apparue avec les travaux de Blaschke en 1972 est a pour objectif d'aboutir à un modèle simple de la MAS qui permet de commander indépendamment le flux et le couple de la machine.

Avec ce découplage la MAS se comporte alors comme une machine à courant continu à excitation indépendante ou il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation) et celle commandant le couple (courant d'induit) permettant, ainsi, d'obtenir de hautes performances [6].

Son principe est basée sur le choix d'un système d'axes tournant biphasé (d, q) orienté suivant le flux qu'on désire orienter (statorique, rotorique ou flux d'entrefer) permettant ainsi de découpler le flux et le couple. Dans notre cas on s'intéresse à orienter le flux rotorique suivant la direction de l'axe d par conséquent la composante du flux rotorique ϕ_{rq} est nulle, le couple électromagnétique est découplé avec le flux.

Le vecteur courant statorique est dissocié en deux composantes dans le repère tournant, l'une sur l'axe direct pour contrôler le flux orienté de la machine, et l'autre calée sur l'axe en

quadrature pour contrôler le couple.

Considérons le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe (α, β) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} - P\Omega \phi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} M i_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta} + P\Omega \phi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} M i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{r\alpha} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{r\beta} - \left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{r\beta} + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \phi_{r\alpha} - \left(\frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

La position du rotor est définie par l'angle θ_s donné par :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{II.30})$$

La transformation entre les systèmes (α, β) et (d, q) se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Où le paramètre x peut être courant i , flux ϕ ou tension V .

L'application de cette transformation au système (II.29) conduit au nouveau modèle de la machine dans le repère (d, q) donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = -\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\eta i_{sd} + \alpha \beta \phi_d + P\Omega i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\eta i_{sq} - \beta P\Omega \phi_d - P\Omega i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.32})$$

Avec:

$$\phi_{rd} = \phi_d, \phi_{rq} = 0$$

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

Après l'application du processus du flux orienté, le système d'équation (II.1) obtenu présente une structure simplifiée et peut être décomposé en deux sous systèmes découplés. Le premier est un sous système de vecteur d'état (Ω, i_{sq}) et dont la commande est V_{sq} , le second avec (ϕ_d, i_{sd}) comme états et V_{sd} Comme commande. Cette structure va permettre une application aisée de la technique du Backstepping à la MAS ce qui sera l'objet de la partie suivante [4], [7], [8].

II.3.2 Application du Backstepping à la commande de la MAS

Dans cette partie, on se propose d'éliminer les régulateurs PI classiques dans le schéma de la commande vectorielle de la machine donné par la figure (II.8) et de les remplacer par des lois de commande par Backstepping.

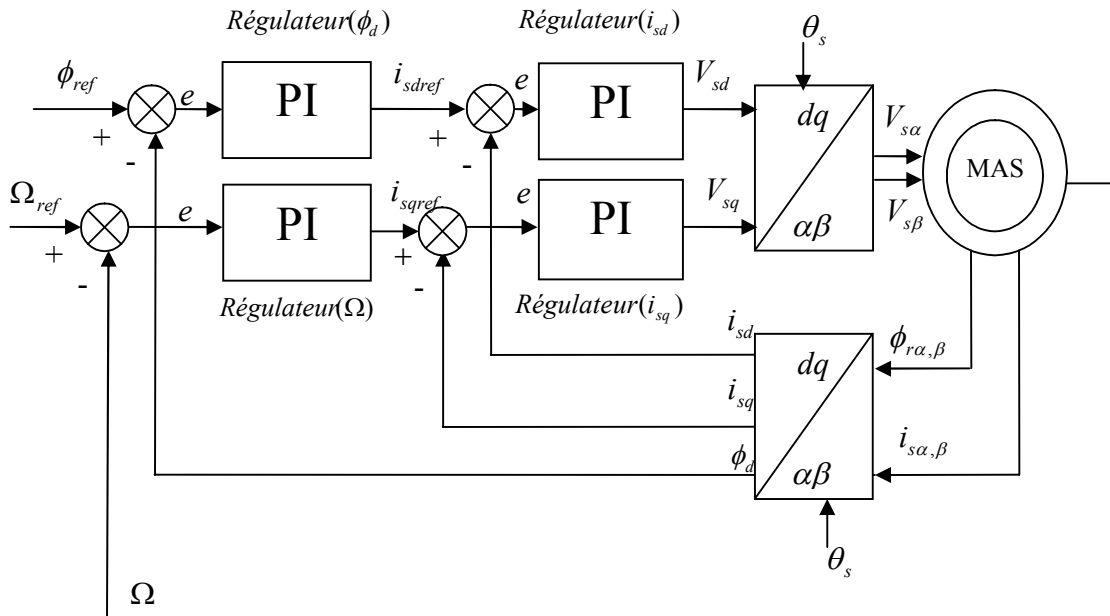


Figure (II.5) : Schéma de principe du contrôle vectoriel de la MAS

Où: e L'erreur entre la grandeur $\Omega(\phi_d)$ et sa référence $\Omega_{ref}(\phi_{ref})$.

Etape 1

L'objectif de cette étape est l'élimination des deux régulateurs de vitesse et de flux.

On définit les erreurs e_1 et e_2 représentant respectivement l'erreur entre le vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} et l'erreur entre le module de flux ϕ_d et sa référence ϕ_{ref} .

$$\begin{aligned} e_1 &= \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 &= \phi_{ref} - \phi_d \end{aligned} \quad (II.33)$$

Et leurs dynamiques sont données par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 &= \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_d = \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd} \end{aligned} \quad (II.34)$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$v_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (II.35)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 \left(\dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right) + e_2 (\dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd}) \end{aligned} \quad (II.36)$$

Les objectifs de poursuite sont réalisé ($\dot{v}_1 < 0$) en choisissant les références des composantes du courant qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit :

$$\begin{aligned} (i_{sq})_{ref} &= \frac{1}{\phi_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] \\ (i_{sd})_{ref} &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d) \end{aligned} \quad (II.37)$$

Où : k_1, k_2 : des constantes positives.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad (II.38)$$

Alors, $(i_{sd})_{ref}$ et $(i_{sq})_{ref}$ dans (II.37) sont asymptotiquement stables.

Etape2

Pour cette étape, notre objectif est l'élimination des régulateurs de courants par le calcul des tensions de commande.

On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références.

$$\begin{aligned}
 e_3 &= (i_{sq})_{ref} - i_{sq} \\
 &= \frac{1}{\phi_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{C_r}{J} \right] - i_{sq}
 \end{aligned} \tag{II.39}$$

$$\begin{aligned}
 e_4 &= (i_{sd})_{ref} - i_{sd} \\
 &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d) - i_{sd}
 \end{aligned}$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (II.34), les dynamiques de e_1 et e_2 s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \phi_d e_3 \\
 \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M e_4
 \end{aligned} \tag{II.40}$$

La dynamique du système (II.39) est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_3 &= (\dot{i}_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} \\
 &= (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}
 \end{aligned} \tag{II.41}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_4 &= \frac{1}{\alpha M} (k \dot{e}_2 + \ddot{\phi}_{ref} + \alpha \dot{\phi}_d) - \dot{i}_{sd} \\
 &= (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}
 \end{aligned}$$

Où :

$$\begin{aligned}
 \delta_1 &= -\eta i_{sq} - \beta P \Omega \phi_d - P \Omega i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\phi_d} \\
 \delta_2 &= -\eta i_{sd} + \alpha \beta \phi_d + P \Omega i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d}
 \end{aligned}$$

Les lois de commande réelles de la machine V_{sd} et V_{sq} apparaissent dans (II.41), alors on peut aller à l'étape finale.

La fonction de Lyapunov finale est donnée par:

$$v_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{II.42})$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{v}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (\text{II.43})$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_3(k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) \\ & + e_4(k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

Où:

k_3, k_4 des constantes positives.

Les tensions de commande V_{sd} et V_{sq} sont choisis comme :

$$V_{sd} = \sigma L_s (k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2) \quad (\text{II.45})$$

$$V_{sq} = \sigma L_s (k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1)$$

Ce qui rend: $\dot{v}_2 < 0$

Donc (II.44) peut être exprimé par :

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 - \frac{\mu}{J} e_1 \quad (\text{II.46})$$

$$\dot{e}_4 = -\alpha M e_2 - k_4 e_4$$

Et à partir des équations (II.40) et (II.46), on peut écrire :

$$\dot{E} = AE \quad (\text{II.47})$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} \phi_d & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}, \quad \phi_d : \text{constant (on néglige le régime transitoire)}.$$

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si la matrice A est hurwitzienne (avec des racines à parties réelles négatives) ce qui est vérifié par un bon choix des gains k_1, k_2, k_3 et k_4 .

La structure générale de la commande par Backstepping de la MAS à flux rotorique orienté, est présentée dans la figure (II.8). Les blocs calculants $(i_{sd})_{ref}$ et $(i_{sq})_{ref}$ représentant les commandes fictives, fournissent respectivement les courants de références obtenus à partir des erreurs du flux rotorique et de la vitesse. Le calcul des tensions de commande V_{sd} et V_{sq} est basé sur l'erreur entre les courants de références et réels implanté par l'équation (II.48), [11].

Les blocs $(dq - \alpha\beta)$ assure le passage du système d'axes tournants $(d - q)$ au système stationnaire (α, β) et inversement dont les relations sont donnés par l'équation (II.31)

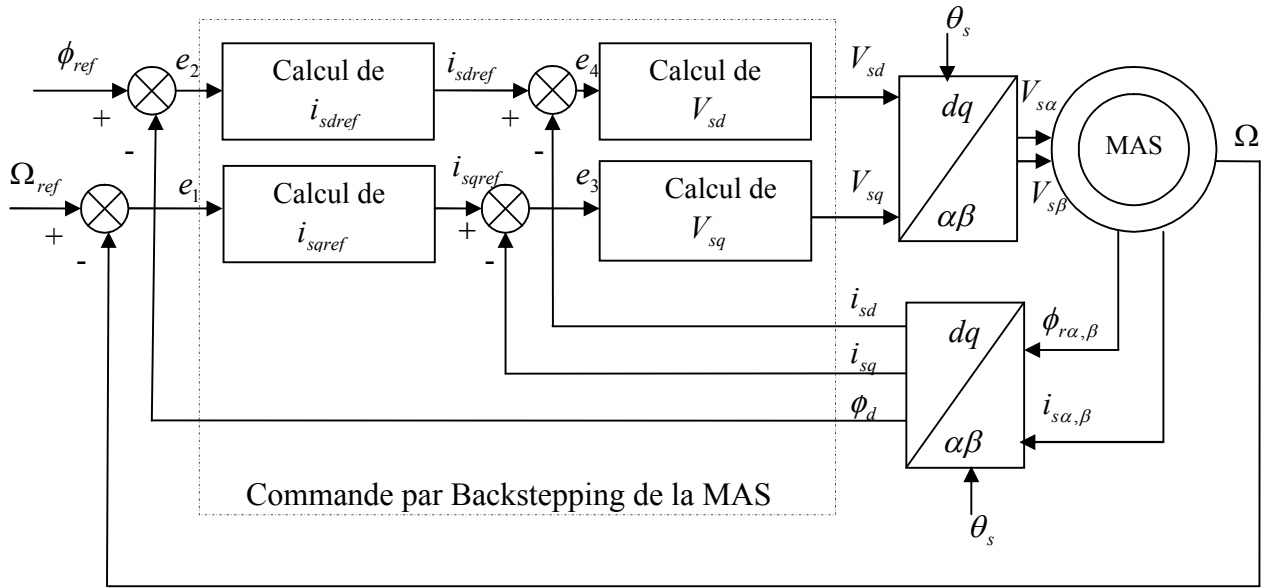
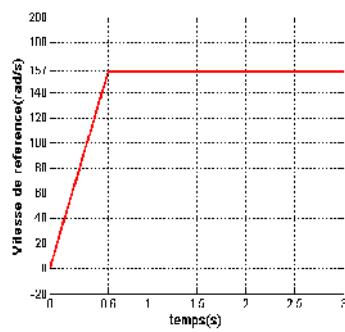


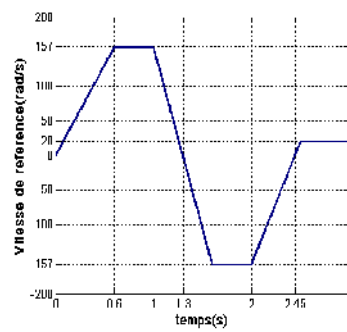
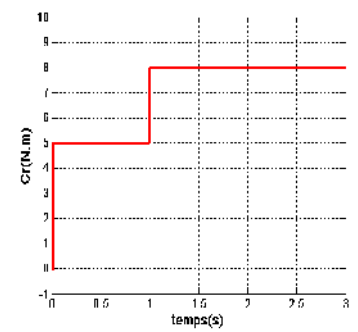
Figure (II.6) : Structure générale de la commande par backstepping de la MAS

II.3.3 Résultats de simulation

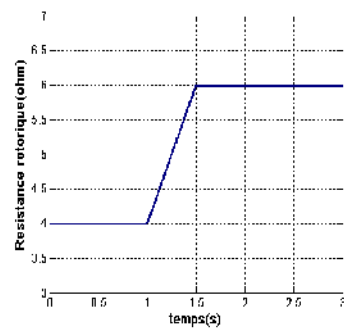
Pour montrer les performances de la commande par Backstepping, la MAS est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables sous charge nominale à savoir régime nominal, variation de vitesse, de paramètres de la machine et variation de charge. Figure (II.7).



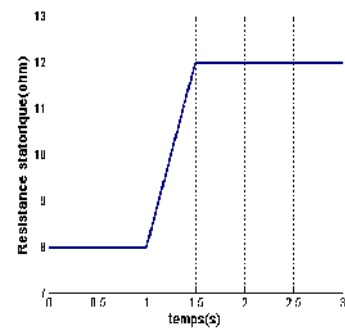
Vitesse de référence

Inversion de la vitesse
de référence

Application de la charge



Variation de Rr



Variation de Rs

Figure (II.7): Les différents tests de la MAS

II.3.3.1 Fonctionnement nominal

La MAS fonctionne au régime nominal. Après passage par un court régime transitoire, les modules des tensions et courants sont constants, la vitesse observée suit presque parfaitement sa référence. Le flux et le couple présentent des modules constants, le découplage entre le flux et le couple est tout à fait bon, ainsi le principe de l'orientation du flux est vérifié. Figure (II.8).

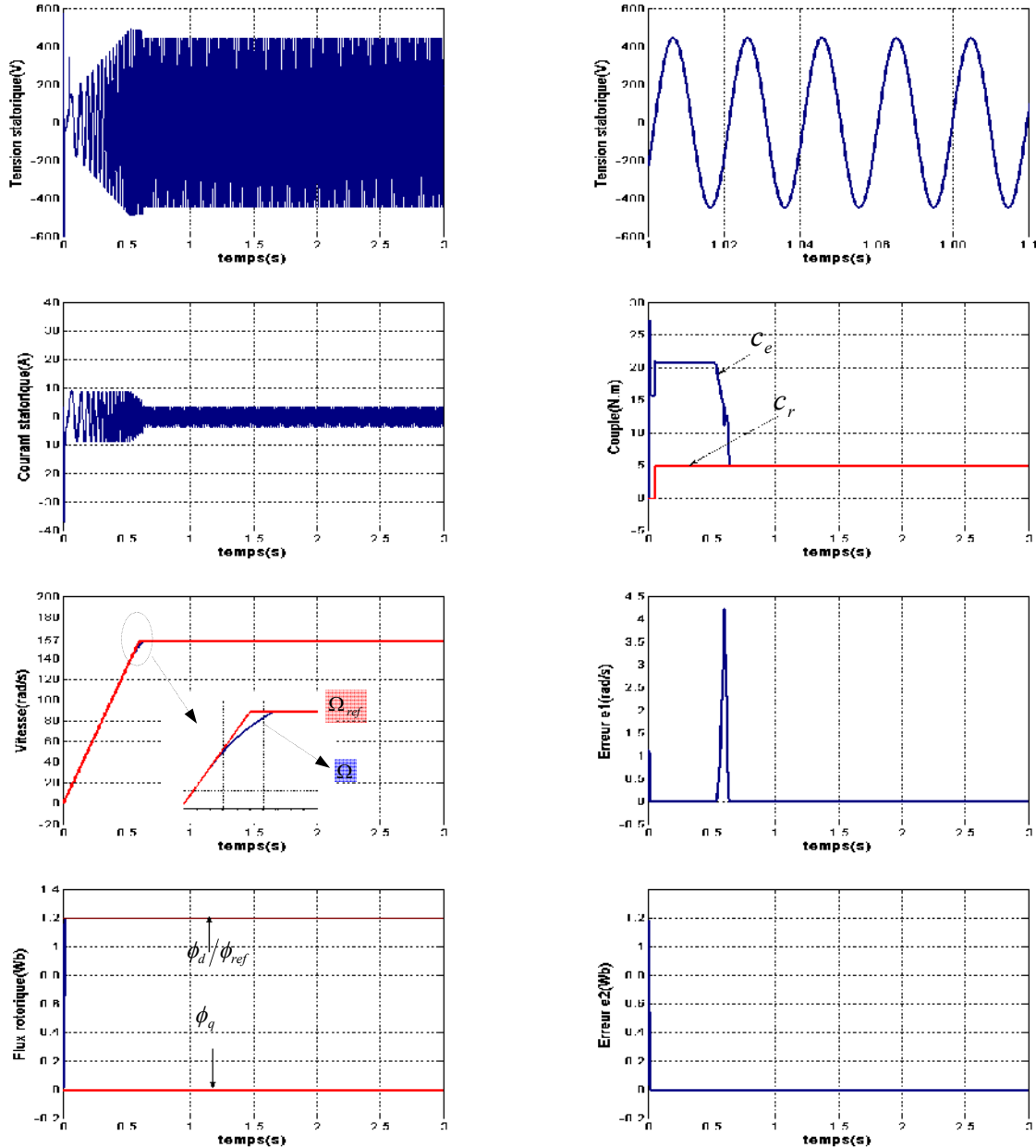


Figure (II.8): Commande Backstepping lors du fonctionnement nominal

II.3.3.2 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse

Dans la figure (II.9), la MAS est initialement chargée par son couple nominal est accélérée pour atteindre sa vitesse nominale (157rad/s), puis, la machine décélère et son sens de rotation est inversé (-157rad/s), après un moment, la machine est accéléré une fois encore mais vers une faible vitesse (20rad/s). On note une bonne poursuite de la vitesse vers sa référence. Le bon découplage entre le flux et le couple est maintenu, le flux est similaire au cas nominal. Les tensions et courants présentent des variations suivant les changement du régime. Les erreurs convergent rapidement vers zéro, e_1 présente de faibles pics lors de passage d'un état à un autre.

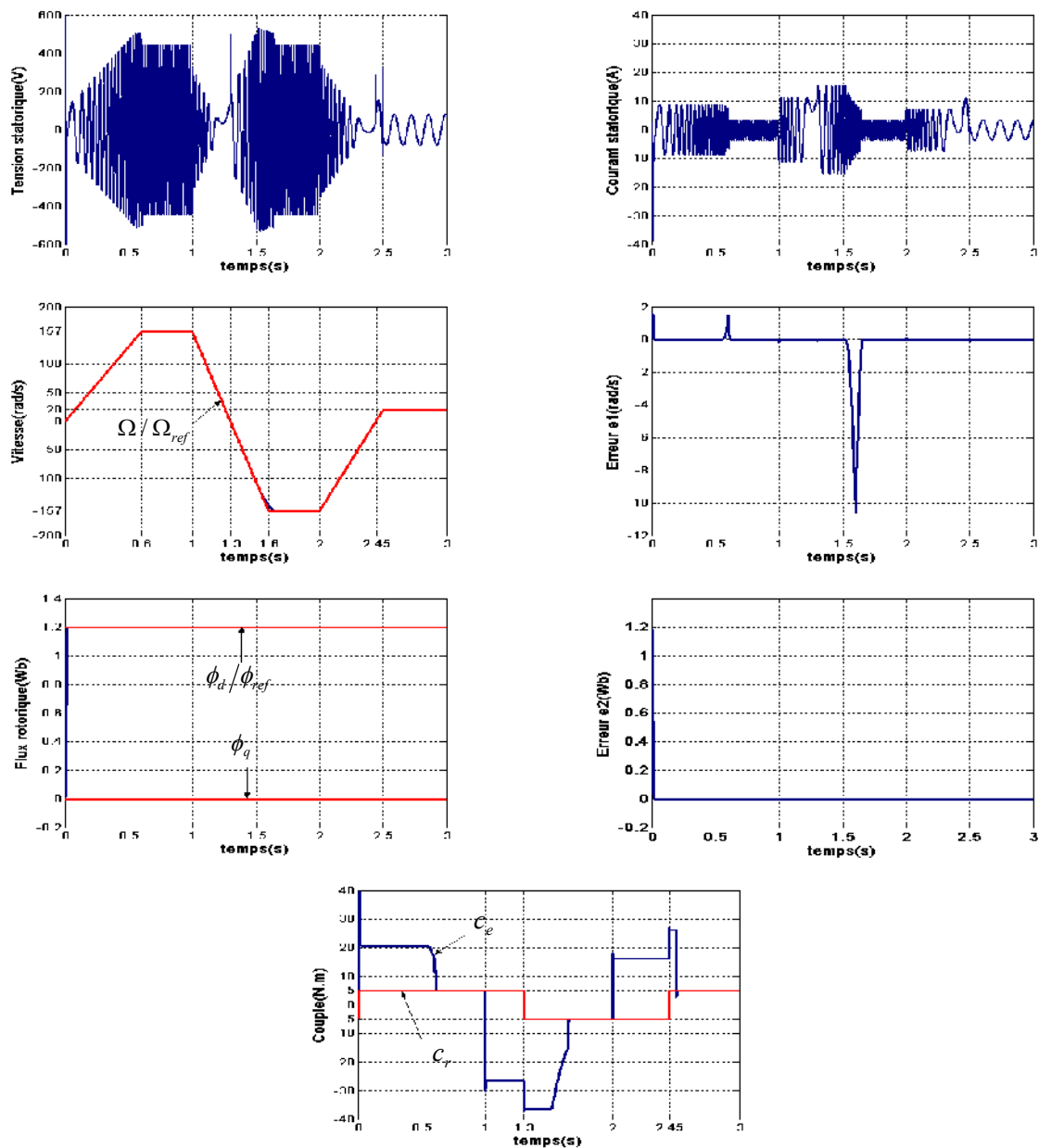


Figure (II.9): Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse

II.3.3.3 Fonctionnement lors de la variation de la charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale, la charge nominale de la machine ($C_r=5\text{N.m}$) est appliquée au début de démarrage et à l'instant $t=1\text{s}$, la charge est augmenté à $C_r=8\text{N.m}$. Les résultats de simulation de la figure (II.10) montrent un bon comportement de la machine malgré la variation de la charge, la tension et le courant statoriques subissent une augmentation proportionnellement à celle de la charge de la machine, la vitesse et le couple présentent un bon suivi de leurs consignes, le découplage entre couple et flux est toujours réalisé.

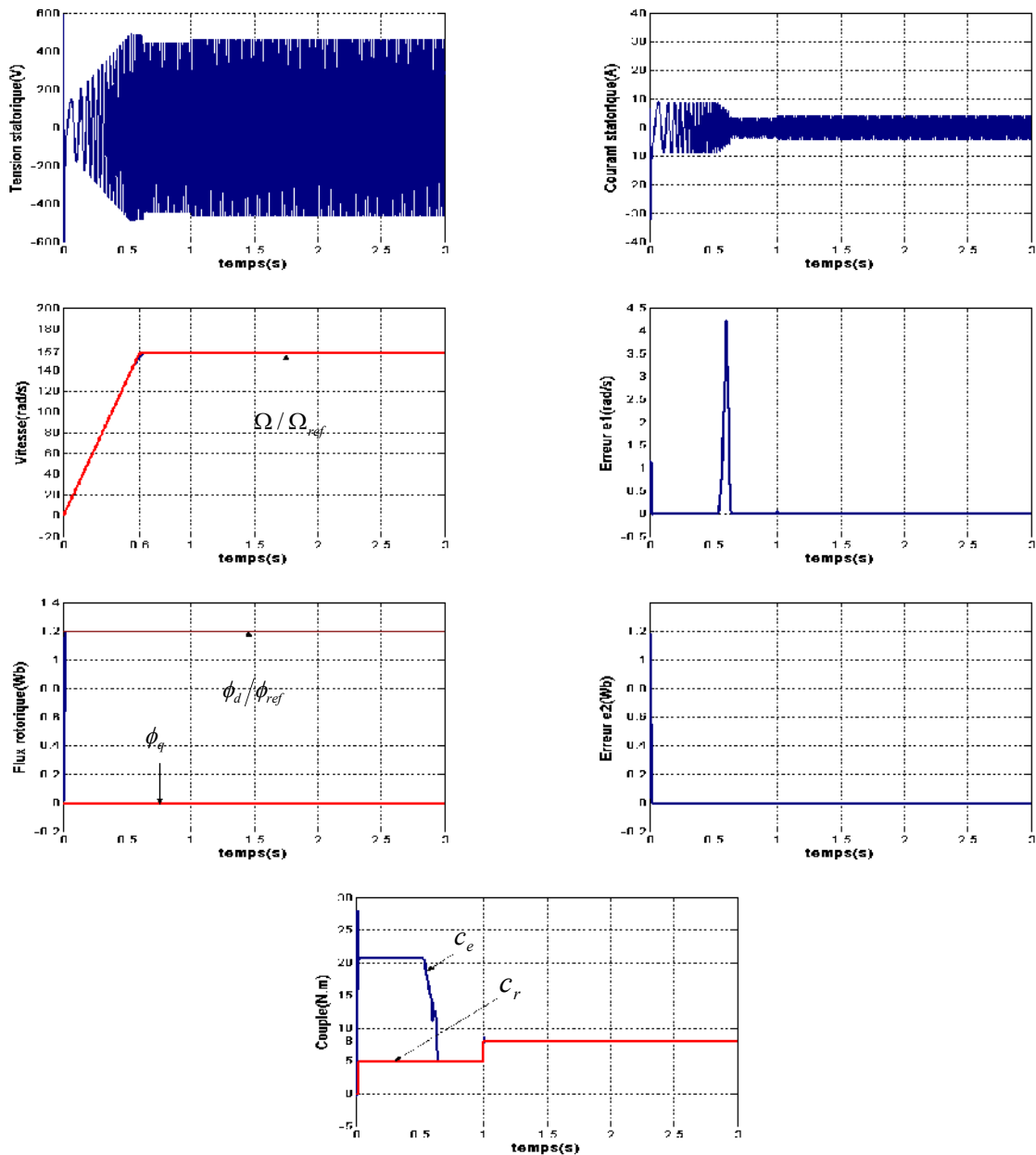


Figure (II.10): Résultats de simulation lors de la variation de la charge

II.3.3.4 Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique

Dans la figure (II.11), la machine tourne à sa vitesse nominale sous sa charge nominale. Les résultats de simulation observés lors de la variation de la résistance rotorique (+50%) dû à l'échauffement de la machine, montrent une similitude concernant la vitesse, le flux et le couple au cas nominal, le découplage est toujours maintenu. Une légère augmentation de la tension est observée pour compenser l'effet de l'augmentation de la résistance, l'erreur e_1 présente une très faible valeur dû à la variation de la résistance et converge, ainsi que e_2 rapidement vers zéro.

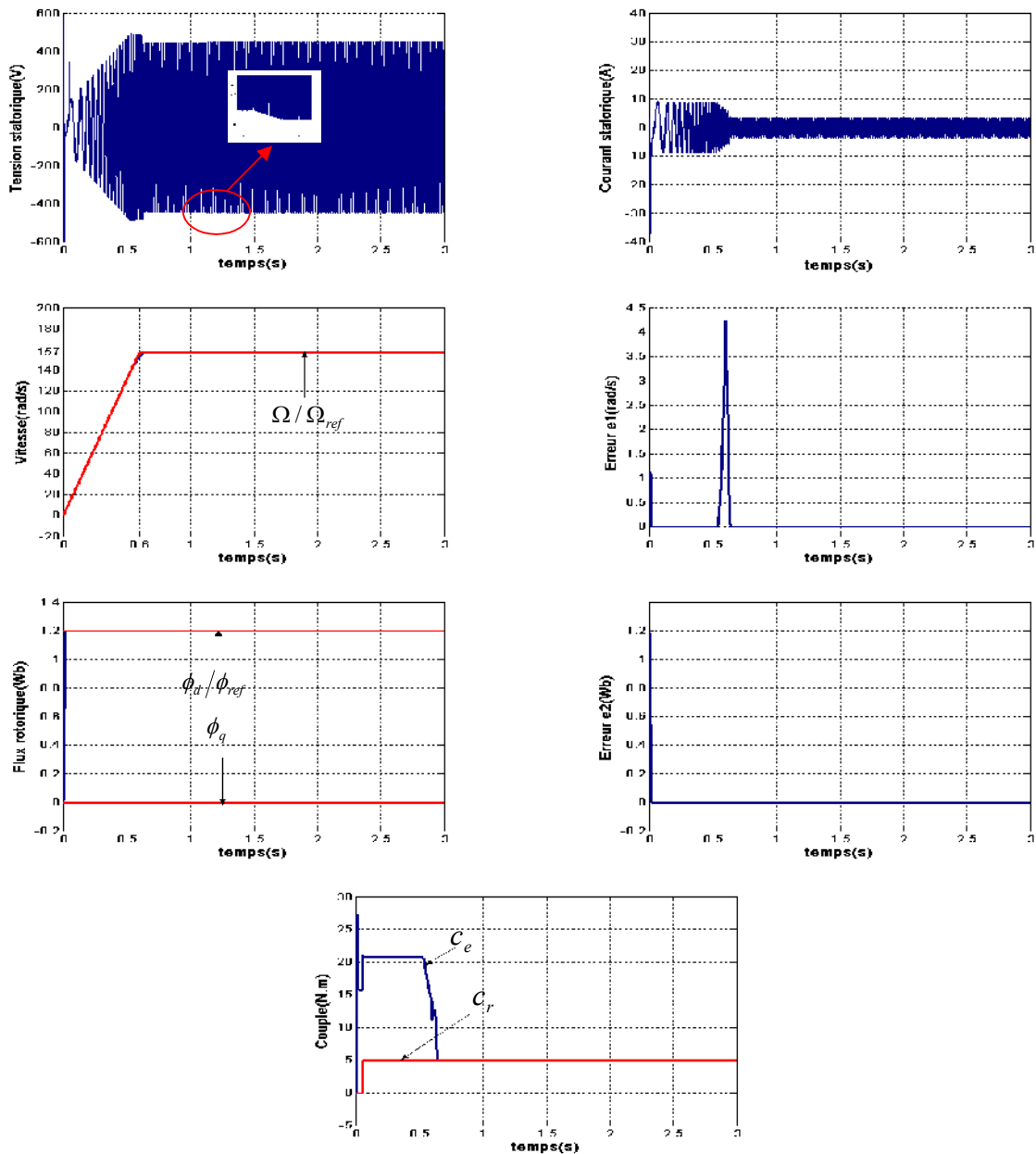


Figure (II.11): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique

II.3.3.5 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

Ce test est effectué lors de la variation de la résistance statorique (+50%) dû à l'échauffement. La machine tourne toujours à sa vitesse nominale sous sa charge nominale. Les résultats observés sont similaires à ceux présentés dans le dernier cas et à noter une légère diminution du flux rotorique dû à l'augmentation de la résistance statorique comme il est présenté dans la figure (II.12).

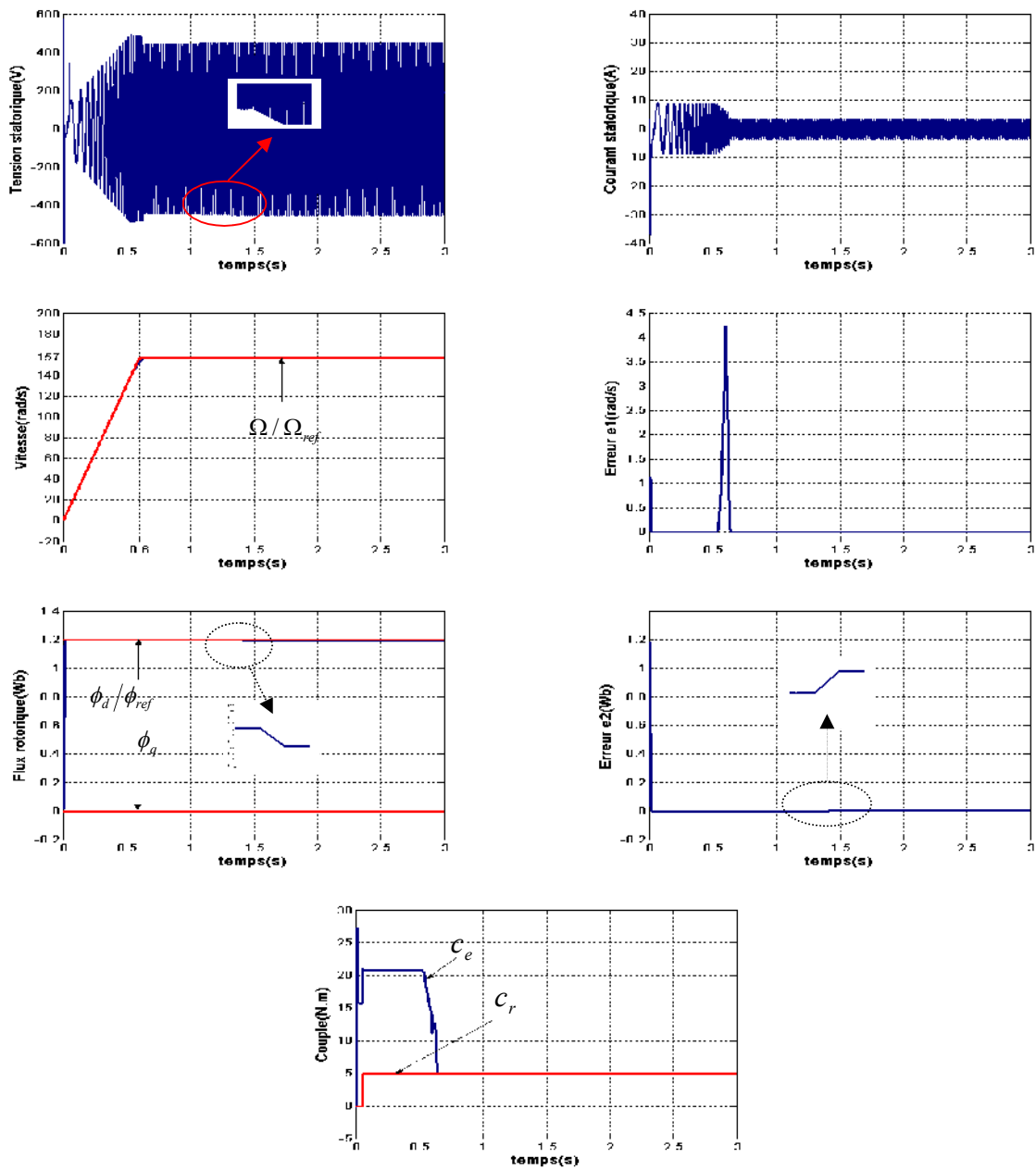


Figure (II.12): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique

II.4 Conclusion

La première partie du chapitre a été consacrée à la modélisation de la MAS, suivi de simulation de fonctionnement de la machine pour la marche à vide et en charge nominale.

Dans la deuxième partie, le processus du control vectoriel est appliqué à la machine en vue de résoudre le problème d'absence de découplage naturel entre le flux et le couple et facilitant ainsi la conception d'une loi de commande Backstepping pour la MAS basée sur le principe du control vectoriel. Cette loi est établie étape par étape tout en assurant la stabilité de la machine en boucle fermée par un choix convenable de la fonction de Lyapunov, les grandeurs physiques de la machine nécessaires à sa commande, à savoir le flux rotorique et la vitesse sont supposés obtenus par des capteurs.

Les performances offertes par le Backstepping combiné au control vectoriel pour commander la MAS sont soulignés en fin de chapitre par les résultats de simulation montrant la robustesse de cette technique pouvant remplacer avantageusement les conventionnels contrôleurs PI.

Dans le chapitre prochain, les capteurs de flux et de vitesse seront éliminés et remplacés par des calculateurs à base d'estimateurs et d'observateurs.

CHAPITRE III

DIFFERENTES TECHNIQUES D'ESTIMATION ET D'OBSERVATION

DIFFERENTES TECHNIQUES D'ESTIMATION ET D'OBSERVATION

III.1 Introduction

Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande de la MAS (flux, vitesse,...) sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de montage et d'entretien,...). Les capteurs dédiés représentent le maillon faible de la chaîne; on essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...) et d'algorithmes de calcul reconstituant les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateurs et d'observateurs, il peuvent être classés selon les catégories suivantes :

- Estimateurs en boucle ouverte basés sur la connaissance des tensions et des courants statoriques.
- Estimateurs basés sur l'analyse des harmoniques.
- Utilisation des techniques MRAS.
- Utilisation des observateurs de Luenberger et à mode glissant et du filtre de Kalman.

Observateurs basés sur les techniques d'intelligence artificielle.

Les estimateurs, de part leur principe, sont sensibles aux variations paramétriques. L'utilisation des observateurs améliore la robustesse des estimations vis-à-vis des variations paramétriques et des bruits de mesure.

Le présent chapitre est consacré à l'application de quelques méthodes d'estimation et d'observation du flux et de vitesse à la MAS commandée par backstepping. Une méthode utilisant un estimateur basée sur les équations de tensions statorique et rotorique, suivi de l'utilisation de l'observateur de Luenberger et de la technique MRAS. A la fin du chapitre, des simulations sont effectuées. Pour chaque méthode et pour différents régimes de fonctionnement de la machine, suivie d'une étude comparative de la robustesse de chaque méthode.

III.2 Structure générale de la commande sans capteurs

La figure (III.1) illustre le principe de la commande Backstepping sans capteurs de la MAS, les paramètres nécessaires à la commande (flux rotorique, vitesse) sont fournis à partir d'un organe d'estimation ayant pour entrées les grandeurs électriques de la machine (tensions et courants statoriques). Les paramètres estimés sont utilisés dans la commande Backstepping pour

générer les tensions de commandes (V_{sd}, V_{sq}).

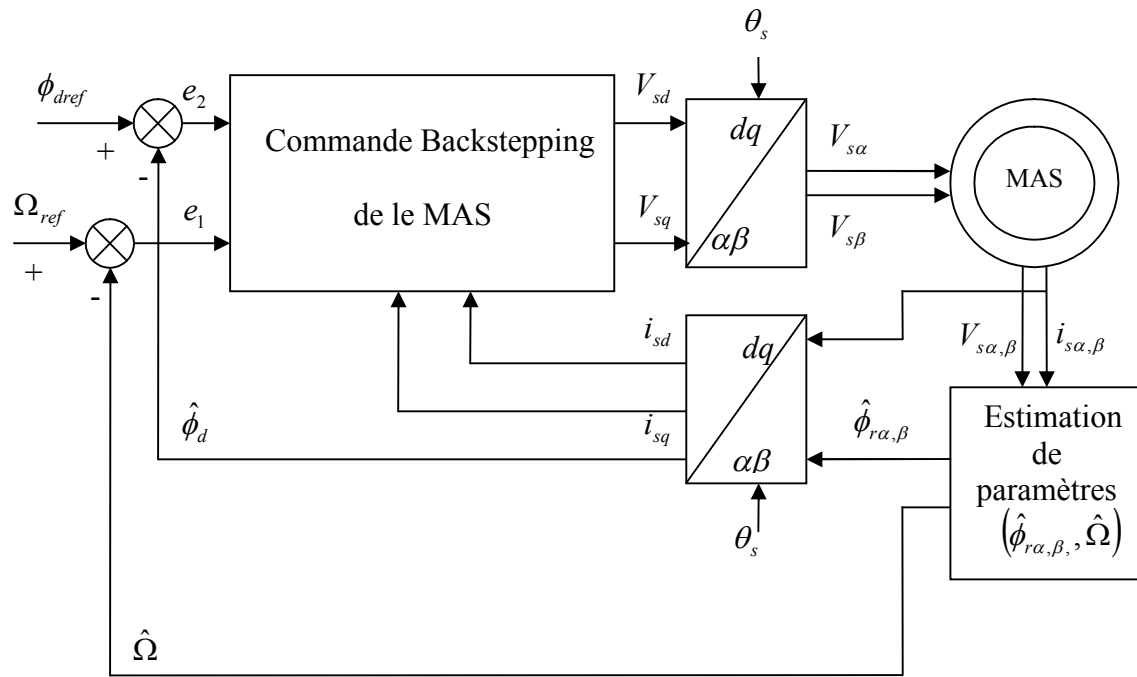


Figure (III.1) : Principe de la commande Backstepping sans capteurs de vitesse.

III.3 Méthode à base d'estimateur en boucle ouverte

Les estimateurs sont des circuits ou des algorithmes fonctionnant en boucle ouverte, ils sont basés sur la résolution directe des équations de la machine représentée sous forme de modèle de PARK, ce qui leur permet d'être rapides, cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine. Ils sont peu robustes aux variations de ses paramètres (résistances statorique et rotorique,...). Le schéma de principe d'un tel estimateur est présenté dans la figure (III.2).

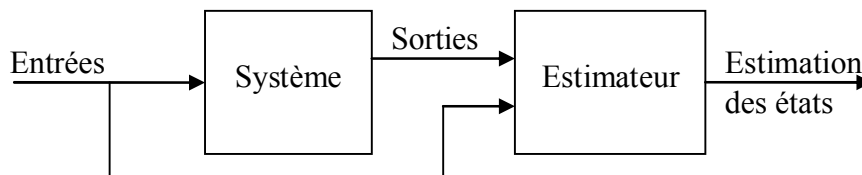


Figure (III.2) : Principe d'un estimateur

Dans cette partie sera présenté un estimateur de flux et de vitesse formulé à partir d'équations de tensions (statorique et rotorique).

III.3.1 Estimation du flux rotorique

Les deux premières équations du système d'équations (II.21) ainsi que les systèmes (II.23), (II.24) peuvent être écrit sous la forme [19], [20], [21],[22].

$$V_{s\alpha\beta} = R_{s\alpha\beta} i_{s\alpha\beta} + \frac{d\phi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$\phi_{s\alpha\beta} = L_s i_{s\alpha\beta} + M i_{r\alpha\beta} \quad (\text{III.2})$$

$$\phi_{r\alpha\beta} = L_r i_{r\alpha\beta} + M i_{s\alpha\beta} \quad (\text{III.3})$$

De l'équation (III.2) nous avons :

$$i_{s\alpha\beta} = \frac{1}{M} (\phi_{s\alpha\beta} - L_s i_{s\alpha\beta}) \quad (\text{III.4})$$

En remplaçant l'équation (III.4) dans (III.3) et en dérivant le résultat on obtient :

$$\frac{d\phi_{r\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \frac{d\phi_{s\alpha\beta}}{dt} + \left(M - \frac{L_s L_r}{M} \right) \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (\text{III.5})$$

Un arrangement entre les équations (III.1) et (III.5) conduit à l'équation :

$$\frac{d\phi_{r\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta}) + \frac{L_r}{M} \left(\frac{M^2}{L_r} - L_s \right) \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (\text{III.6})$$

Finalement, l'estimation du flux rotorique est donnée par l'équation :

$$\hat{\phi}_{r\alpha\beta} = \frac{L_r}{M} \left[\int (V_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta}) dt + \left(\frac{M^2}{L_r} - L_s \right) i_{s\alpha\beta} \right] \quad (\text{III.7})$$

Et dont les composantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} \left[\int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \hat{\phi}_{r\beta} = \frac{L_r}{M} \left[\int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

III.3.2 Estimation de la vitesse

La vitesse estimée est déduite par un arrangement d'équations précédentes.

Considérant la deuxième et la troisième équation du système (II.29):

$$\begin{cases} \dot{\phi}_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} - P\Omega \phi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} M i_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta} + P\Omega \phi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

En multipliant la première équation du système (III.9) par $\phi_{r\beta}$ et la deuxième par $\phi_{r\alpha}$ et en faisant la différence entre les deux, on obtient :

$$\phi_{r\beta}\dot{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha}\dot{\phi}_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r} M(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - P\Omega(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (\text{III.10})$$

D'où l'expression de la vitesse estimée :

$$\hat{\Omega} = \frac{1}{P\hat{\phi}_d^2} \left[\left(\hat{\phi}_{r\beta}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}\hat{\phi}_{r\beta} \right) - \frac{R_r}{L_r} M(\hat{\phi}_{r\alpha}i_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}i_{s\alpha}) \right] \quad (\text{III.11})$$

La figure (III.3) représente l'estimateur du flux rotorique et de la vitesse.

Où: u Opérateur.

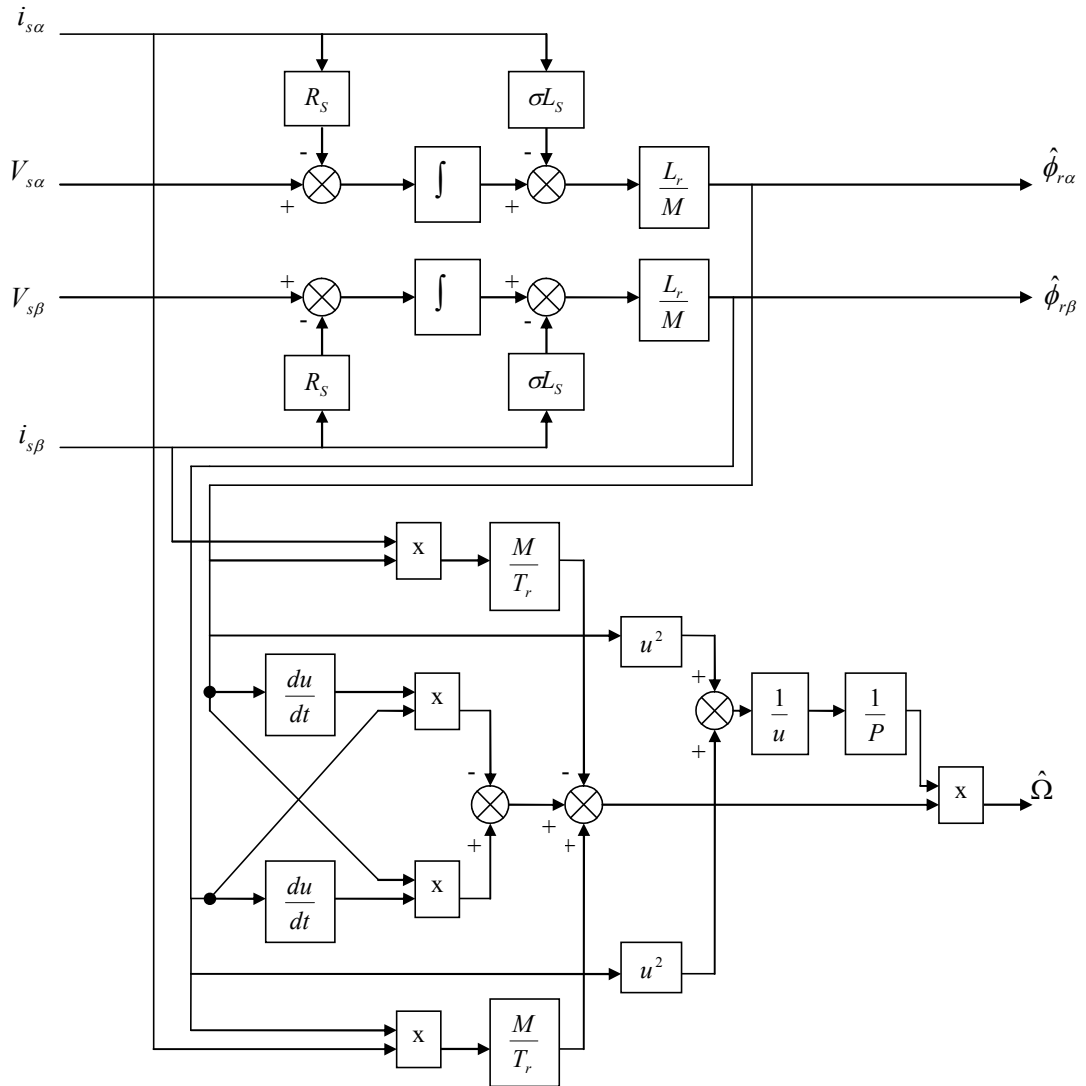


Figure (III.3) : Estimateur de flux rotorique et de la vitesse.

III.4 Observateur de Luenberger

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée avec une dynamique propre indépendante de celle du système et disposant d'une boucle de correction de la grandeur estimée [15], [20], [23], [24], [25], [26], [27], [28], [29], [38], [39].

Les observateurs sont classés selon deux groupes:

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

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

L'observateur déterministe de Luenberger permet la reconstitution des états d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Cet observateur peut être utilisé, par exemple pour reconstituer les flux de la machine sachant que ces grandeurs restent loin d'être facilement mesurables.

La structure de l'observateur de Luenberger peut être représentée selon la figure (III.4). Elle comprend un estimateur fonctionnant en boucle ouverte et caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionnant en boucle fermée est obtenue par l'introduction d'une boucle de correction avec une matrice de gains K permettant d'imposer à l'observateur sa dynamique propre.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (III.4) 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 ayant les composants mesurables (tensions, courants)

Le vecteur de sortie Y est comparé au vecteur équivalent $\hat{Y}$ de l'observateur et dont l'écart constitue l'erreur d'observation ε , cette dernière est multipliée par la matrice de gain K et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés $\hat{X}$ par un retour d'état.

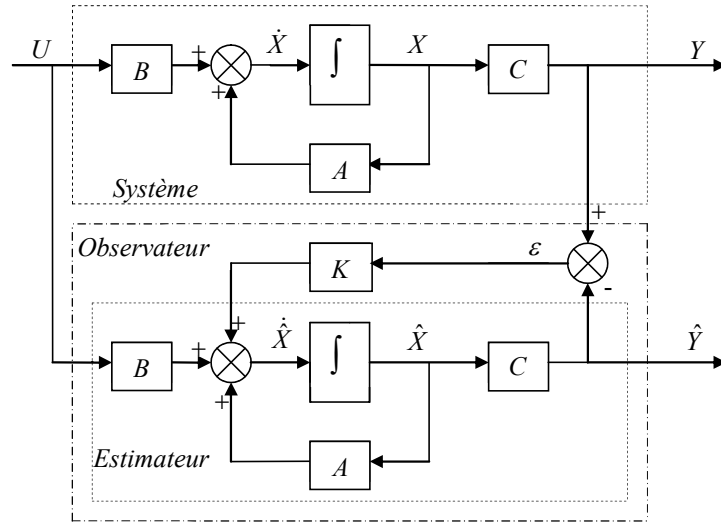


Figure (III.4) : Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger

III.4.1 Détermination de la matrice de gains K

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par l'équation suivante. [25], [30], [39].

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K.\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

$$\text{Tel que : } \varepsilon = Y - \hat{Y} \quad (\text{III-13})$$

L'équation (III.13) intervient dans (III.12) on a alors:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0\hat{X} + BU + K.Y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

$$\text{Avec : } A_0 = A - KC \quad (\text{III-15})$$

La matrice d'état A_0 détermine la dynamique de l'observateur, elle dépend de la matrice de gains K (équation III-15).

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$, l'équation d'état associé au système est donné par:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 X &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T \\
 U &= [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\
 Y &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

La matrice A dépend de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 ce qui impose une certaine structure à la matrice K .

Nous avons :

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix}, \quad A_{12} = \begin{bmatrix} a_2 & a_3 P \hat{\Omega} \\ -a_3 P \hat{\Omega} & a_2 \end{bmatrix}, \quad A_{21} = \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix}, \quad A_{22} = \begin{bmatrix} a_5 & -P \hat{\Omega} \\ P \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix}$$

Et :

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

L'erreur d'estimation des états de la machine est donnée par :

$$E = X - \hat{X} \quad (\text{III.18})$$

Sa dynamique sera exprimée, d'après les équations (III.14) et (III.16) par :

$$\dot{E} = (A - KC)E = A_0 E \quad (\text{III.19})$$

L'erreur d'estimation convergera vers zéro par un choix convenable de la matrice de gains K afin de rendre la matrice A_0 hurwitzienne.

Plusieurs travaux dans la littérature présentent différentes méthodes de calcul de la matrice K par exemple les méthodes par placement de pôles et l'approche de Lyapunov.

Par l'application de la technique de placement de pôles, la matrice K peut être exprimée par. [30], [31]:

$$K = - \begin{bmatrix} K_1 I + K_2 J \\ K_3 I + K_4 J \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.20})$$

Où :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} : \text{Matrice identité,} \quad \text{et :} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{Matrice de rotation}$$

Les gains K_1, K_2, K_3 et K_4 sont donnée par:

$$K_1 = -(k-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right). \quad (\text{III.21})$$

$$K_2 = (k-1) P \hat{\Omega}. \quad (\text{III.22})$$

$$K_3 = (k^2 - 1) \left[\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \frac{\sigma L_s M}{L_r} + \frac{M}{T_r} \right] + \frac{\sigma L_s M}{L_r} (k-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right). \quad (\text{III.23})$$

$$K_4 = -(k^2 - 1) \frac{L_s M}{L_r} P \hat{\Omega}. \quad (\text{III.24})$$

Où:

k Constante positive, $k \geq 1$

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gains K puisque les matrices A, B et C sont définies par le processus. Un choix judicieux des valeurs de k permet d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

III.4.2 Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

L'objectif de l'observateur étant l'estimation des états de la MAS notés $\hat{X}$.

Tel que :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} & \hat{\phi}_{r\alpha} & \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.25})$$

D'après (III.12), la représentation d'état de l'observateur peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A \hat{X} + B U + K (Y - \hat{Y}) \\ &= A(\hat{\Omega}) \hat{X} + B U + K (Y - \hat{Y}) \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

Où :

$$\hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A = A(\hat{\Omega})$$

Ce qui conduit à l'équation:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 P \hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 P \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -P \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & P \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} -K_1 & K_2 \\ -K_2 & -K_1 \\ -K_3 & K_4 \\ -K_4 & -K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

III.4.3 Estimation de la vitesse

Dans cette partie, il s'agit de trouver une loi d'adaptation pour estimer la vitesse. L'algorithme d'adaptation de la vitesse sera déduit en se basant sur la théorie de Lyapunov [16], [27], [32, 33].

La différence entre le modèle du moteur et celui de l'observateur, constitue l'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, elle est donnée par:

$$\dot{E} = (A - KC)E + (\Delta A)\hat{X} \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$\Delta A = A(\Omega) - A(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} 0 & -(a_3 P \Delta \Omega) J \\ 0 & (P \Delta \Omega) J \end{bmatrix}$$

Et :

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

$$\begin{aligned} E = X - \hat{X} &= \begin{bmatrix} e_{Is\alpha} & e_{Is\beta} & e_{\phi r\alpha} & e_{\phi r\beta} \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) & (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) & (\phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}) & (\phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}) \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

$$O = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} : \text{Matrice nulle}, \quad J : \text{Matrice de rotation}$$

La condition nécessaire et suffisante pour garantir la stabilité de l'erreur de l'observateur est que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative. La loi d'adaptation de la vitesse est déduite ensuite.

Considérant la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = E^T E + \frac{(\Delta\Omega)^2}{\lambda} \quad (\text{III.29})$$

Où : λ une constante positive.

La dérivée de l'équation (III.29) est :

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \left[\frac{d(E^T)}{dt} \right] E + E^T \left[\frac{dE}{dt} \right] + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\Omega)^2 \\ &= E^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] E - 2a_3 \Delta\Omega (e_{Is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{Is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (III.30) pour satisfaire la condition $\frac{dV}{dt} < 0$ sachant que le premier terme est négatif (imposé par la matrice de gains K).

On obtient :

$$\hat{\Omega} = \lambda a_3 \int_0^t (e_{Is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{Is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III.31})$$

Pour améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, on estime la vitesse par un régulateur PI d'où la nouvelle expression de la vitesse:

$$\hat{\Omega} = k_p (e_{Is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{Is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) + k_i \int (e_{Is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{Is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (\text{III.32})$$

Où : k_p et k_i des constante positive.

Le schéma bloc de l'ensemble MAS-observateur est donné par la figure (III.5)

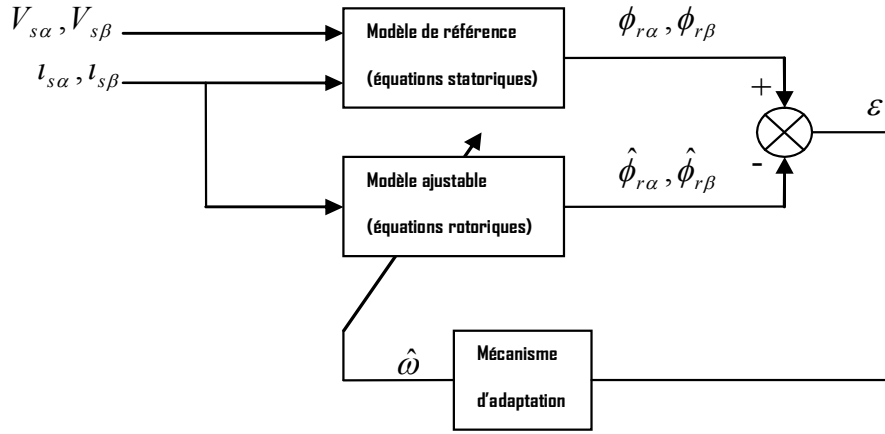


Figure (III.6) : Structure de l'estimateur MRAS

Estimation de flux et de vitesse

A partir des équations statoriques et rotoriques, nous avons [21], [35], [36]:

Les équations du modèle de référence données par:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Et à partir des équations (II.21), (II.22) nous avons le système :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - P\Omega \phi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + P\Omega \phi_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

D'où les équations du modèle ajustable:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - P\hat{\Omega} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + P\hat{\Omega} \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

L'algorithme d'adaptation est choisit de façon à faire converger le modèle ajustable vers le modèle de référence en minimisant ainsi l'erreur et avoir la stabilité du modèle. Pour cela les paramètres de l'algorithme sont définis selon le critère dit d'hyperstabilité de Popov [1].

L'erreur entre les états des deux modèles peut être exprimée sous forme matricielle par:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

Et à partir des équations, (III.33) et (III.34) et (II.35) sa dynamique est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (\text{III.37})$$

Avec : $\omega = P\Omega$ et $\hat{\omega} = P\hat{\Omega}$

Et sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \varepsilon = [A][\varepsilon] - [W] \quad (\text{III.38})$$

Avec :

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

Schauder propose une loi d'adaptation qui satisfait le critère de Popov et donné par l'équation [40]:

$$\hat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{III.39})$$

Le critère de Popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante [37]:

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{III.40})$$

Où : γ une constante positive.

En remplaçant ε et W par leurs valeurs, l'équation (III.40) devient :

$$\int_0^t \left\{ \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \cdot \left[\omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \right] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{III.41})$$

On peut résoudre l'équation (III.41) à l'aide de la relation suivante :

$$\int_0^t k \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f(0)^2 \quad (\text{III.42})$$

L'utilisation de l'expression précédente permet d'obtenir les fonctions suivantes :

$$Q_1 = k_i (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta}) = k_i (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (\text{III.43})$$

$$Q_2 = k_p (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta}) = k_p (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (\text{III.44})$$

En remplaçant les équations (III.44), (III.45) dans l'équation (III.42), on obtient la vitesse estimée donnée par la relation :

$$\hat{\omega} = k_p (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) + k_i \int (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) dt \quad (\text{III.45})$$

III.6 Résultats de simulation

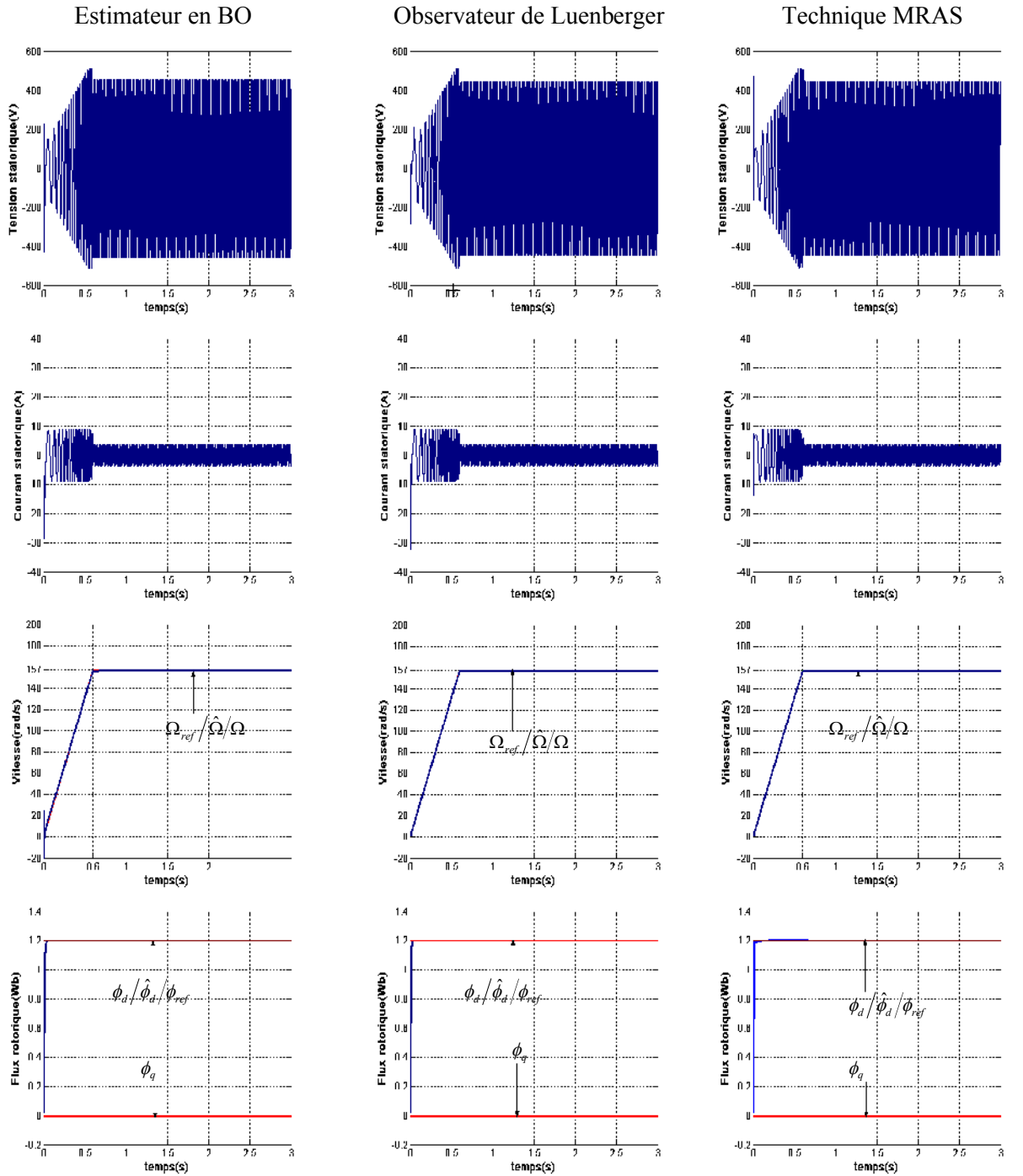
Afin de tester les performances des techniques précédentes pour l'estimation du flux rotorique et de la vitesse, la MAS est soumise à des conditions de fonctionnement variables.

Nous avons le régime de fonctionnement nominal, par variation de vitesse, par variation de charge et par variation de paramètres de la machine.

Les résultats de simulation pour les différents régimes de fonctionnement correspondants aux différentes techniques d'estimation sont donnés par les figures (III.7), (III.8), (III.9), (III.10), (III.11).

III.6.1 Fonctionnement nominal

Le fonctionnement de la machine est dans le régime nominal, et pour les trois techniques, les tensions et courants sont constants, la vitesse et le flux rotorique suivent parfaitement leurs références, le couple est constant, l'erreur de vitesse converge moins rapidement vers zéro pour l'estimateur en boucle ouverte. Globalement nous avons une bonne estimation du module du flux rotorique et de la vitesse. Figure (III.7).



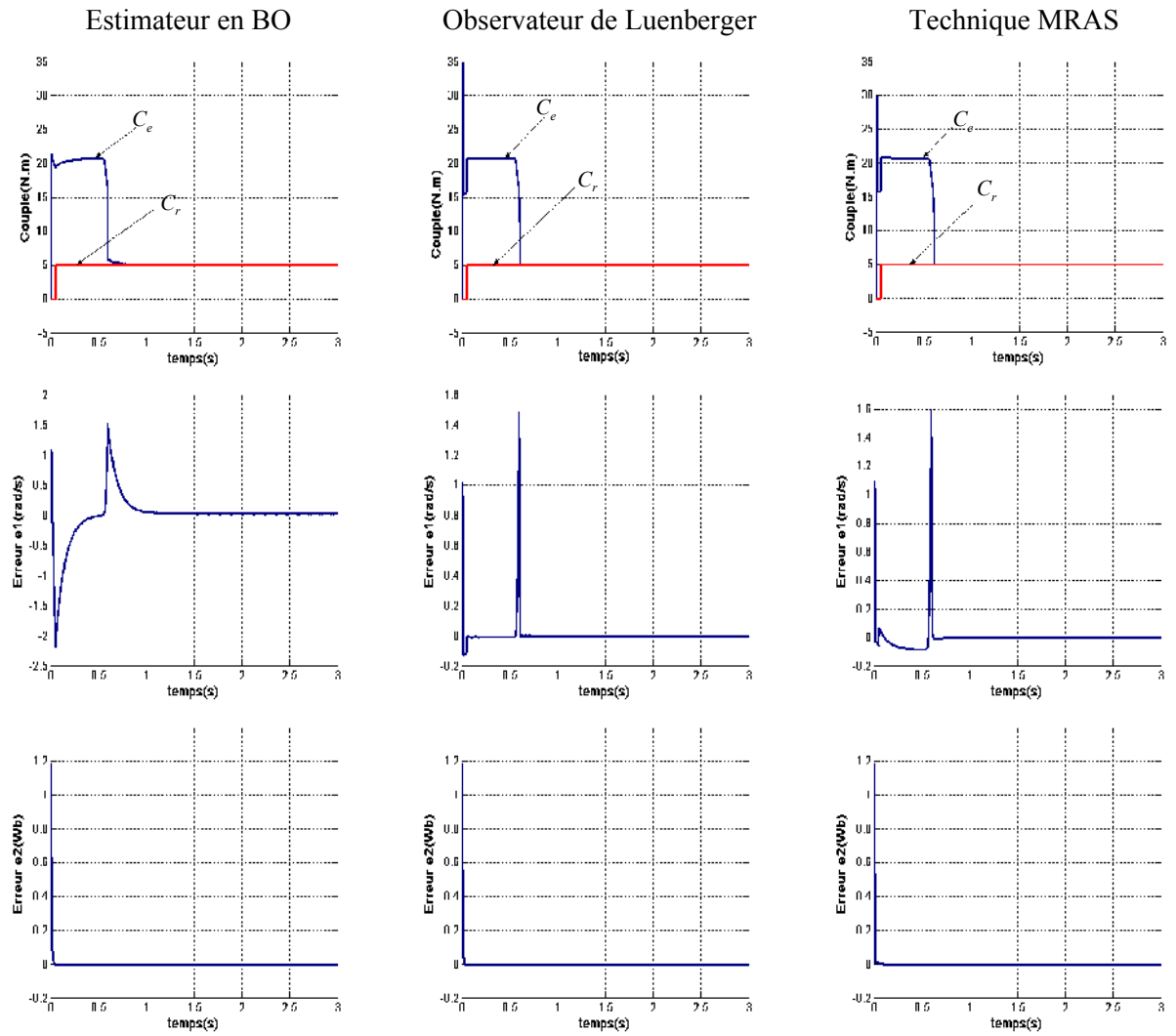
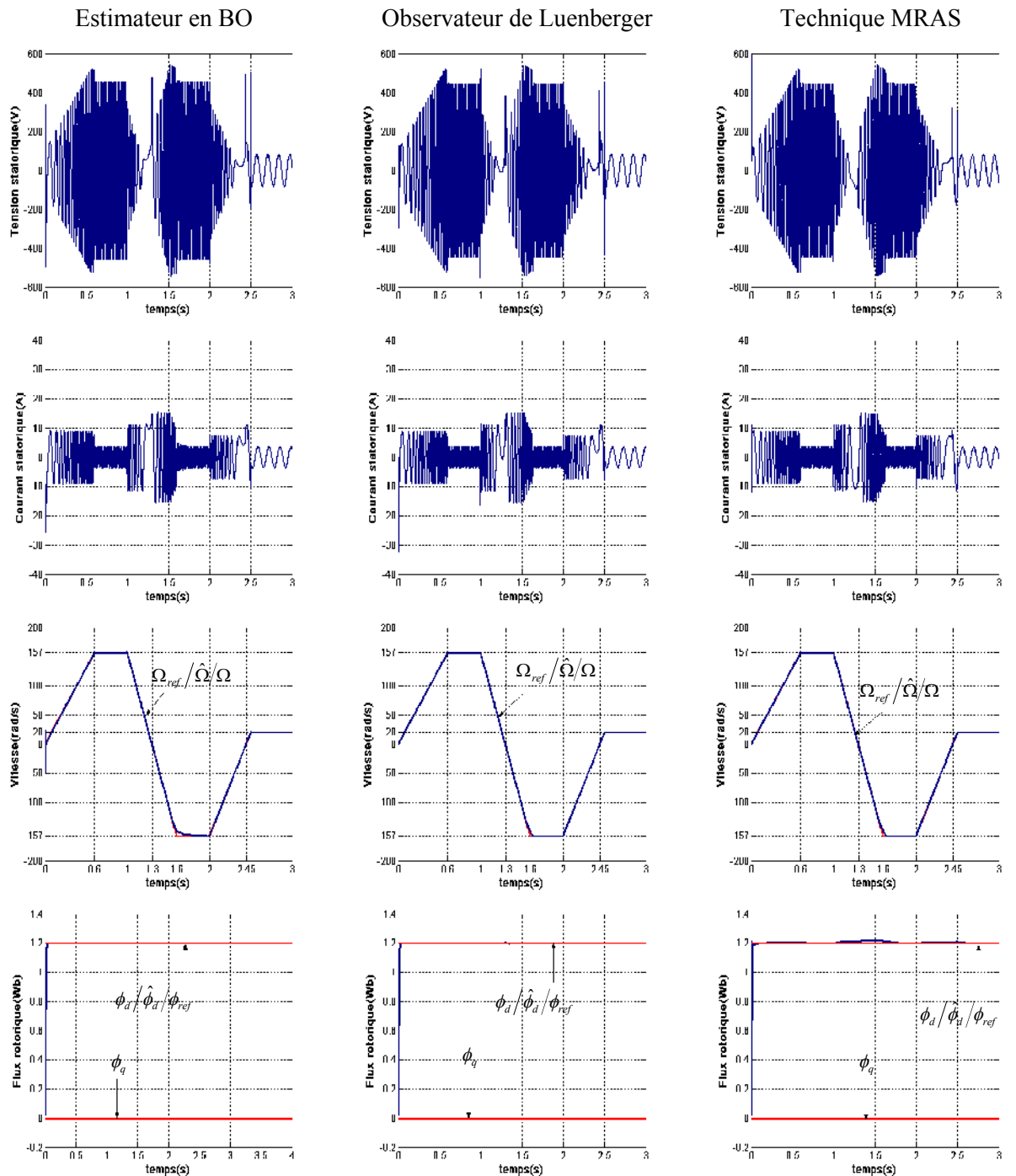


Figure (III.7): Résultats de simulation en régime nominal

III.6.2 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse

Pour le fonctionnement de la machine lors de l'inversion de la vitesse et en charge nominale, les tensions et courants présentent des changements selon la vitesse, on note une poursuite de vitesse moindre pour l'estimateur à boucle ouverte comparé aux deux autres techniques, et pour le module du flux rotorique les meilleurs résultats sont obtenus par l'estimateur à boucle ouverte et l'observateur de Luenberger, le couple de la machine suit bien le changement de la vitesse. Figure (III.8).



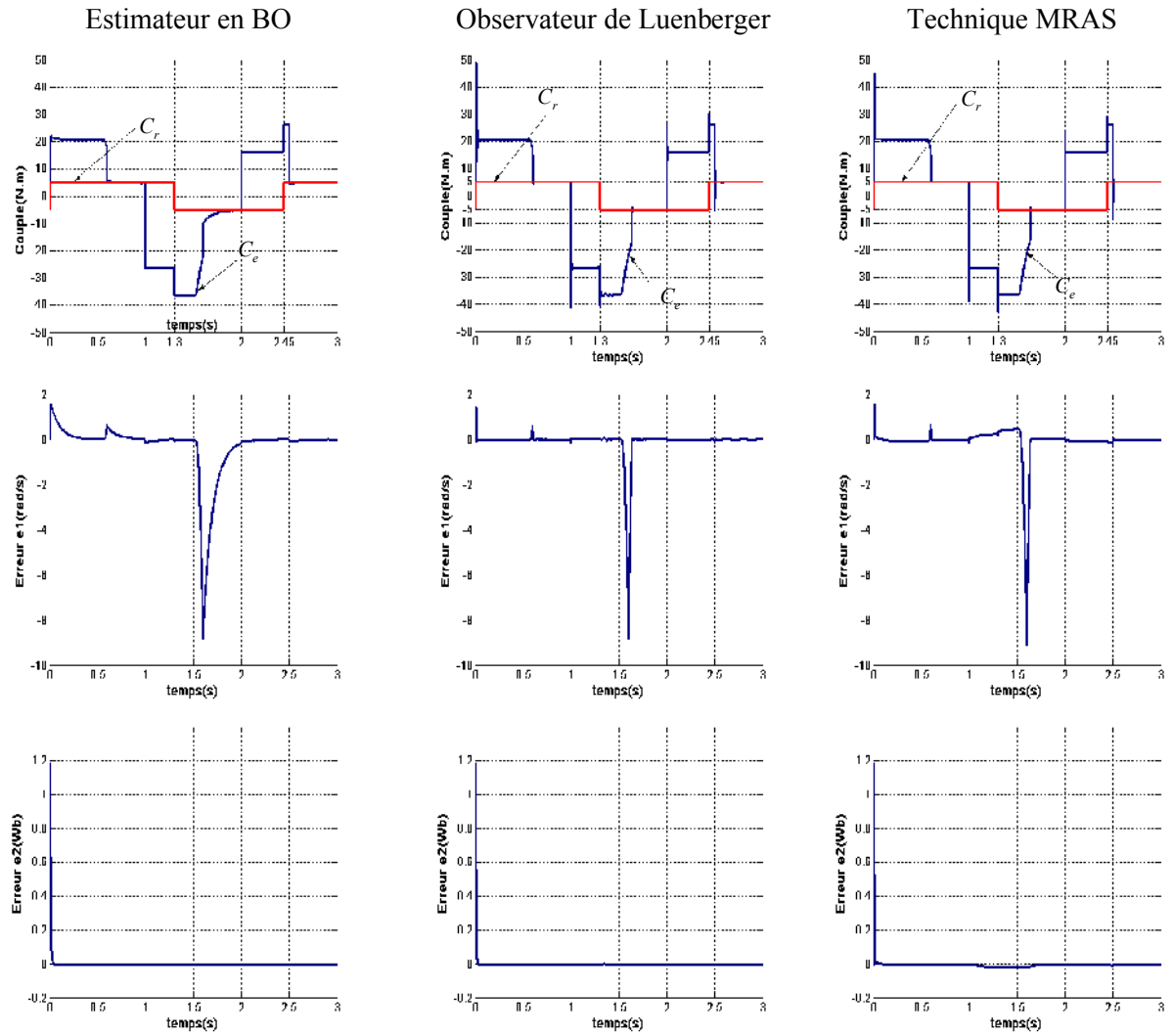
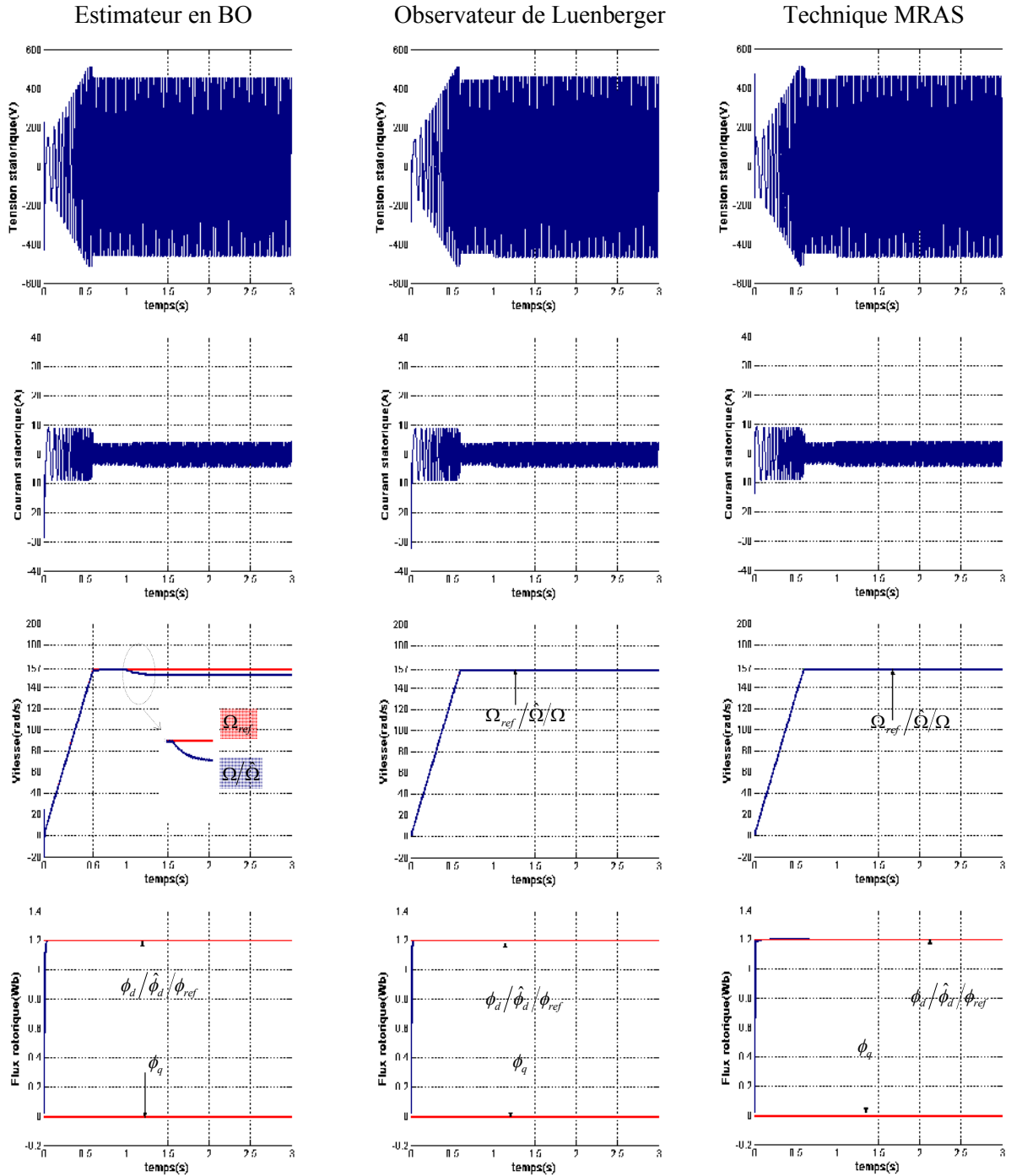


Figure (III.8): Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse

III.6.3 Fonctionnement lors de la variation de la charge

Pour le fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge, les tensions et courants présentent des changements selon la charge, la poursuite de vitesse est meilleur pour l'observateur de Luenberger et la technique MRAS, et pour le module du flux rotorique, sa poursuite présente de bon résultats pour les trois techniques, le couple de la machine suit bien le changement de la charge. Figure (III.9).



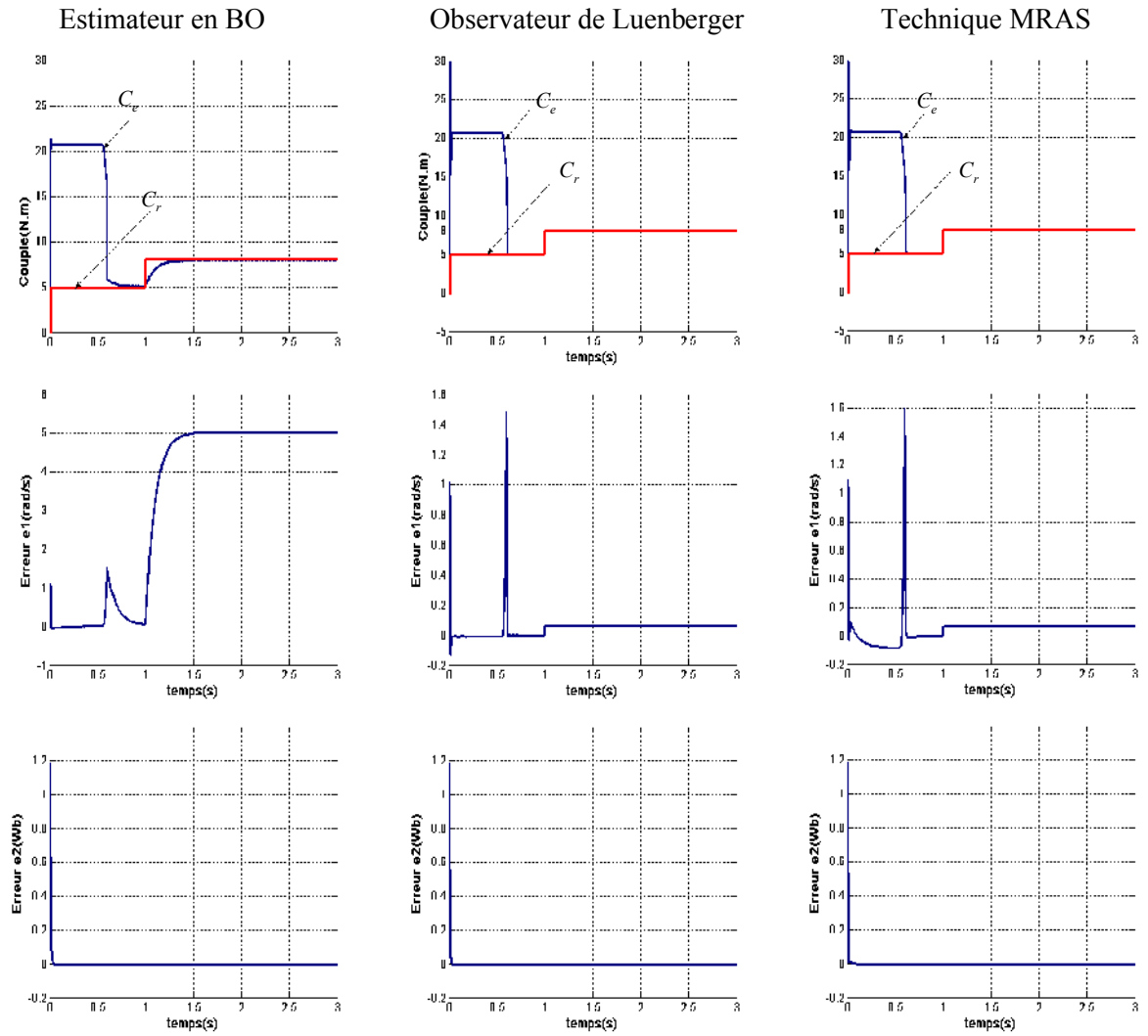
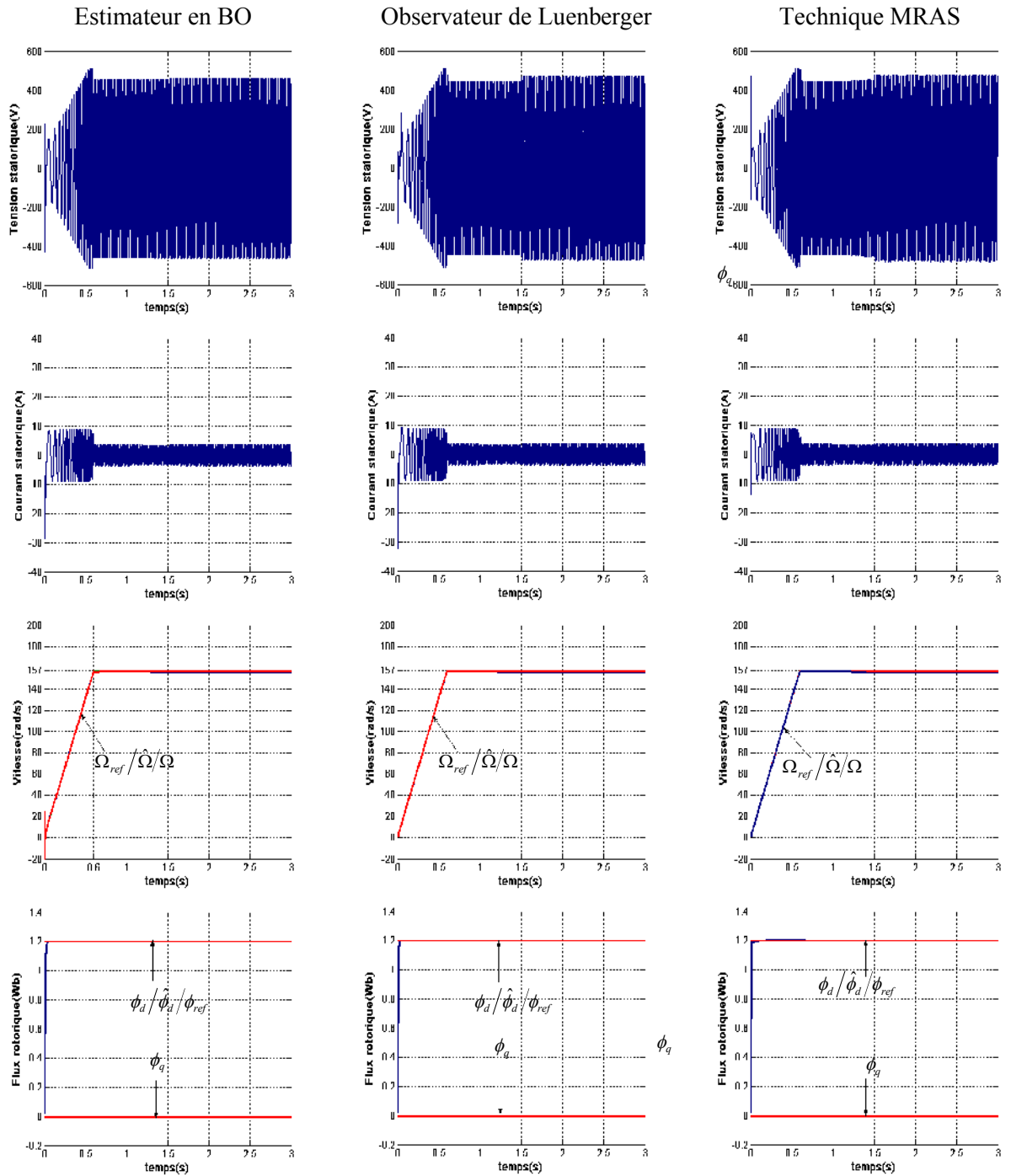


Figure (III.9): Résultats de simulation lors de la variation de la charge

III.6.4 Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique

La machine fonctionne en charge nominale ($C_r=5N.m$), la résistance rotorique subit une variation (augmentation) de 50% dû à l'échauffement de la machine. Les résultats observés, pour les trois techniques montrent une légère augmentation de la tension d'alimentation pour compenser l'effet de l'augmentation de la résistance, une très bonne poursuite du module du flux rotorique. Une meilleure poursuite de vitesse et une convergence plus rapide de l'erreur sont signalés dans le cas de l'observateur de Luenberger et la technique MRAS. Figure (III.10).



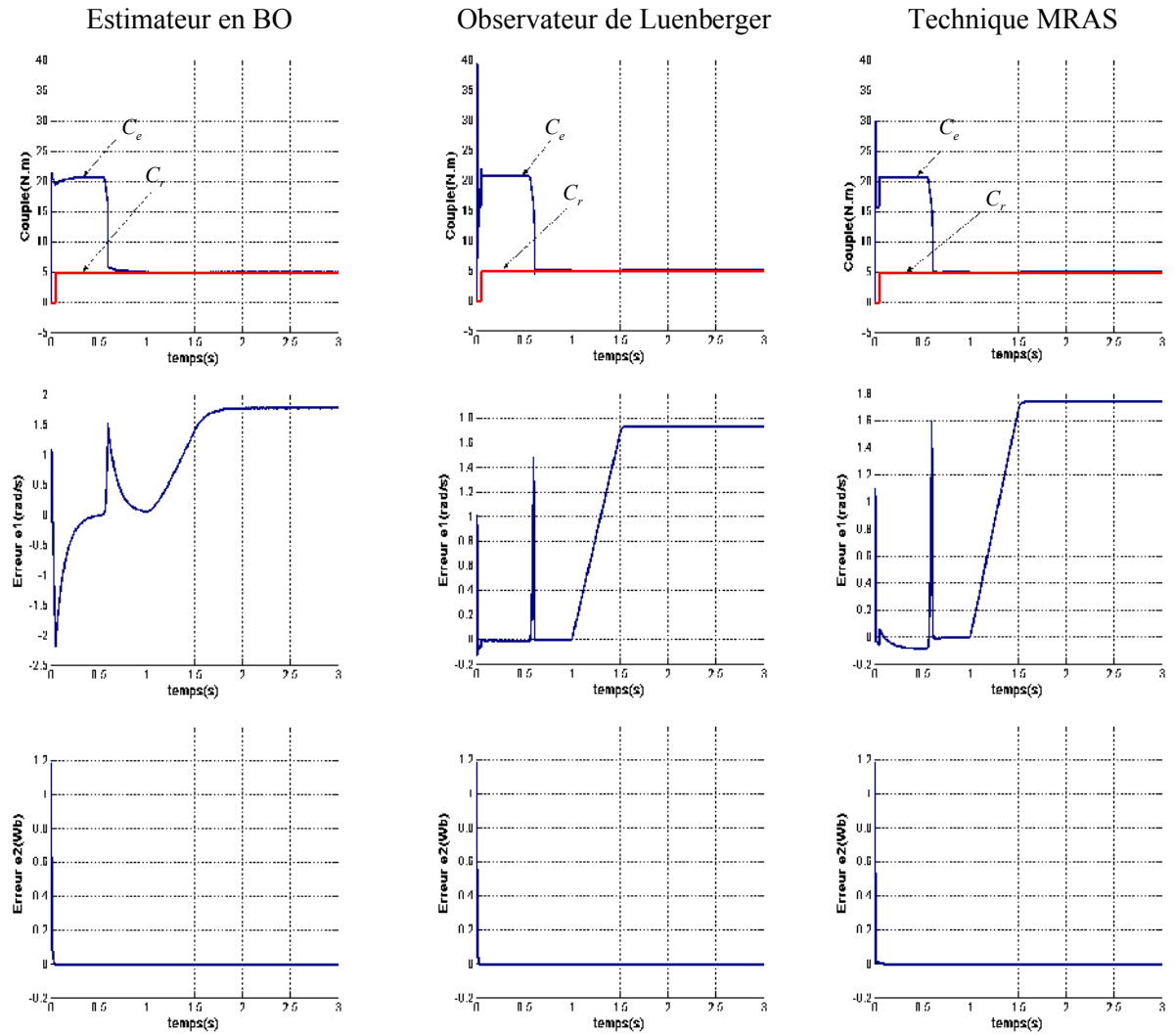
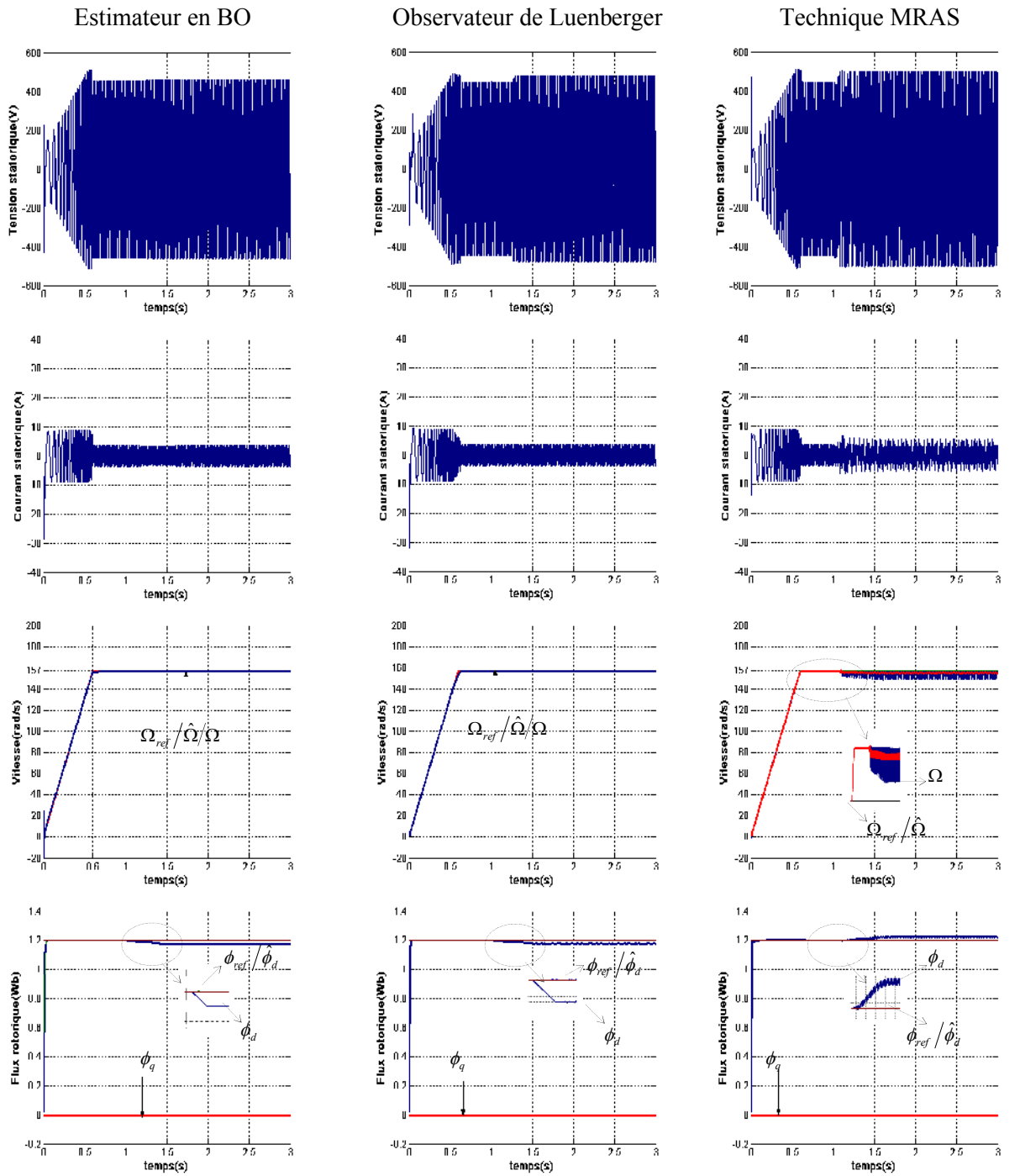


Figure (III.10): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique

III.6.5 Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

Pour le fonctionnement de la machine à résistance statorique variable (augmentation de 50%) dû à l'échauffement de la machine et en charge nominale, l'augmentation de R_s provoque une petite augmentation de la tension d'alimentation de la machine compensent l'augmentation de la résistance, une assez bonne poursuite de vitesse et de flux sont à signaler pour les trois méthodes ainsi que la présence d'oscillations de vitesse et de couple dû à l'augmentation de R_s dans le cas de la technique MRAS. Figure (III.11).



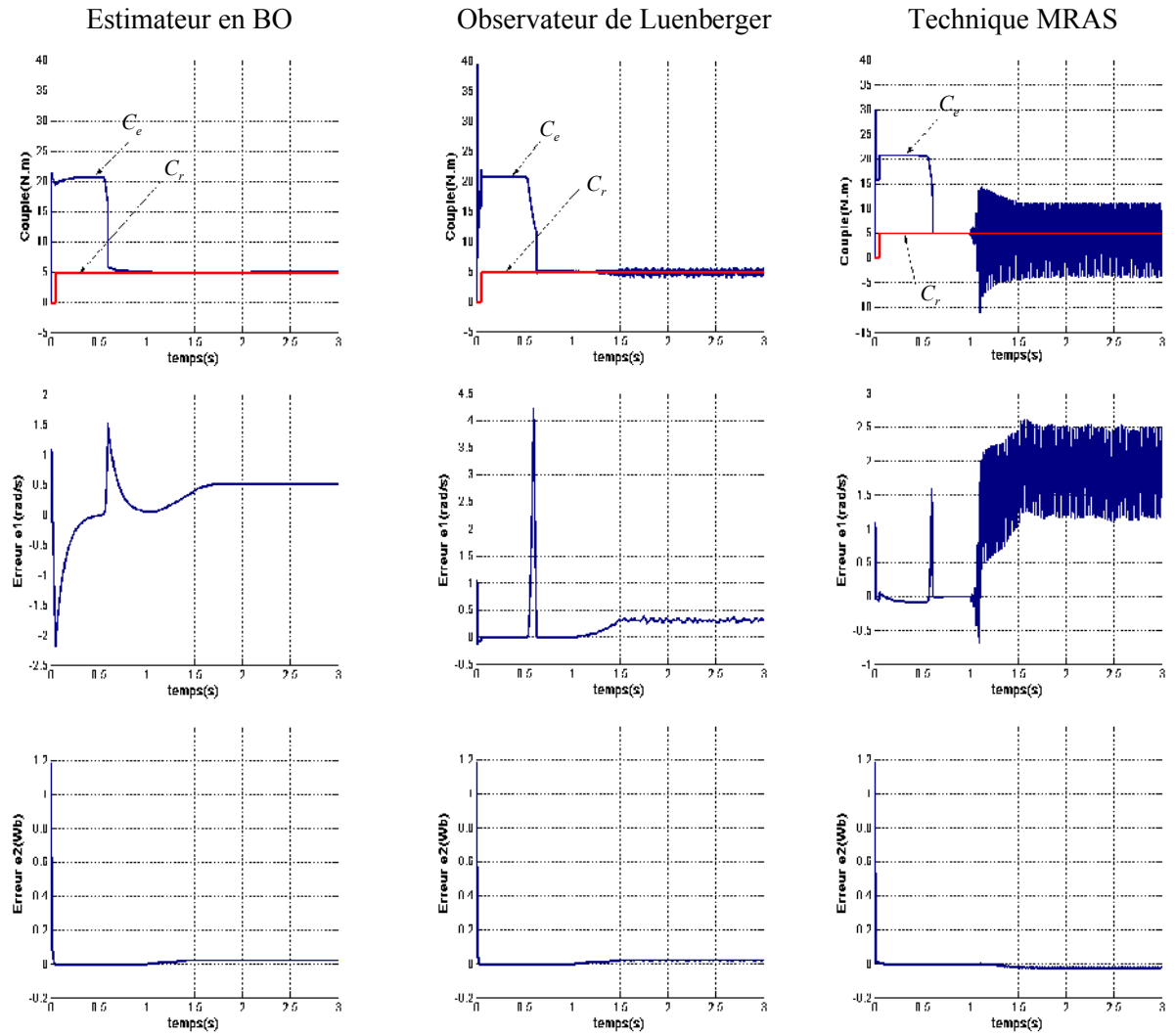


Figure (III.11): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique

III.7 Les performances des trois techniques d'estimation

Dans cette partie, on établit une étude comparative des trois techniques d'estimation du flux rotorique et de la vitesse, à savoir l'estimation en BO, l'estimation par l'observateur de Luenberger et l'estimation par la technique MRAS et cela pour les différents régimes de fonctionnement de la machine.

A la lumière des simulations réalisées pour ces trois techniques, notre attention est retenue dans la cas d'estimation par observateur de Luenberger où les résultats obtenues reflètent de très bonnes performances, en second cas la technique MRAS et finalement l'estimateur en BO. Tableau (I.1).

	Précision	Rapidité	Oscillation couple	Oscillation flux	Robustesse vis-à-vis des variations de R_r	Robustesse vis-à-vis des variations de R_s
Estimateur en boucle ouverte	Moins précise	Moins rapide	Absence d'oscillation	Absence d'oscillation	Bonne	Bonne
Observateur de Luenberger	Plus précise	Rapide	Absence d'oscillation	Absence d'oscillation	Bonne	Bonne
Technique MRAS	précise	Rapide	Présence Oscillation vis-à-vis de la variation paramétrique	Absence d'oscillation	Bonne	Assez Bonne

Tableau (III.1): Comparaison des performances des trois techniques

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé trois techniques présentées dans la littérature pour l'estimation du module du flux rotorique et de la vitesse de la MAS, l'estimateur en boucle ouverte, l'observateur de Luenberger et la technique MRAS. Les grandeurs estimées fournies par ces trois méthodes remplacent celles fournies par des capteurs et sont utilisées dans la commande Backstepping de la machine.

Une comparaison des résultats de simulation de ces trois techniques et pour différents régimes de fonctionnement de la machine nous permet de confirmer les meilleures performances offertes par la technique MRAS et encore mieux l'observateur de Luenberger en comparaison avec l'estimateur en boucle ouverte avec une réponse plus rapide et une meilleure poursuite lors de la variation de vitesse, de charge et de paramètres de la machine malgré l'existence d'une petite erreur de poursuite.

Pour ce dernier cas, cette erreur peut être réduite par l'usage de paramètres calculés en temps réel (paramètres adaptés) pour être ensuite utilisés dans les équations des observateurs au lieu des paramètres constants (non adaptés).

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude de l'alimentation de la MAS par onduleur à MLI, suivi de l'étude d'observateurs de flux rotorique et de vitesse basée sur la technique du Backstepping, les paramètres ainsi estimés remplaceront ceux des trois techniques étudiées dans ce chapitre et seront utilisés pour la commande de la machine asynchrone.

CHAPITRE IV

**COMMANDE DE LA MAS AVEC
OBSERVATEUR «BACKSTEPPING»**

COMMANDE DE LA MAS AVEC OBSERVATEUR «BACKSTEPPING»

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, l'estimation du flux rotorique et la vitesse de la MAS a été réalisée par l'usage d'estimateurs externes c'est-à-dire, les algorithmes calculant les grandeurs estimées sont indépendants de la commande Backstepping de la MAS. Pour ce présent chapitre, l'observateur utilisé découle de la commande Backstepping elle-même. La conception des lois donnant les estimées suit les étapes conventionnelles de la technique Backstepping.

Ce chapitre sera consacré à l'étude de l'alimentation de la machine à induction par onduleur à MLI, suivi de l'étude d'observateurs basés sur le principe du Backstepping. A la fin du chapitre, des simulations sont effectuées dans deux cas, le cas où la machine est alimentée par un réseau parfait et l'autre cas correspond à l'association MAS-convertisseur statique. Les résultats de simulation obtenue pour chaque cas et pour différents régimes de fonctionnement de la MAS sont comparés, mettant à jour les performances correspondantes.

IV.2 Etude de l'alimentation de la MAS

L'alimentation connectée au réseau à tension et fréquence fixe, assure à la MAS, en fonction des exigences de vitesse, son alimentation en courant alternatif à tension et fréquence variables.

Elle est constituée de trois étages connectés en cascade. Le premier étage est un redresseur alimenté par le réseau. Le deuxième est un filtre et le troisième constitue l'onduleur de tension à MLI. Figure (IV.1).

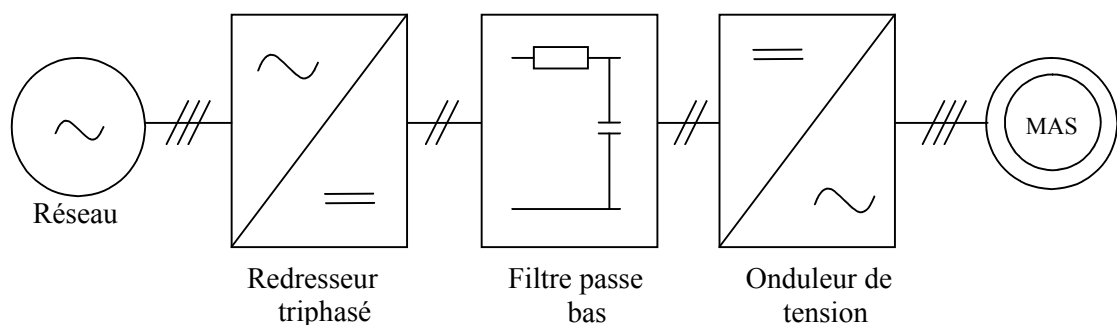


Figure (IV.1): Structure générale de l'alimentation de la MAS

La tension triphasée de la source est appliquée à un redresseur triphasé du type double alternance à diodes, alimenté par un réseau triphasé symétrique de tensions simples, d'amplitudes et de fréquence constantes.

La tension à la sortie du redresseur présentant des ondulations nécessitant l'usage d'un filtre.

On utilise un filtre R-C. La fonction de transfert du filtre est :

$$F(s) = \frac{U_c}{U_d} = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (IV.1)$$

τ : La constante de temps du filtre.

L'onduleur de tension MLI est l'organe principal de l'alimentation de la MAS. Il a pour rôle l'obtention, à partir d'une tension continue, d'un système de tensions triphasées de fréquence et d'amplitude variables.

Il est constitué de trois branches (phases) dont chacune possède deux cellules de commutation qui sont montées en série. Dans ce cas, chaque cellule est assimilable à un interrupteur contrôlable à la fermeture et à l'ouverture. Ces interrupteurs peuvent être des transistors (bipolaire, MOSFET, ou IGBT) associés à leurs diodes tête bêche pour permettre la réversibilité du courant ou des thyristors GTO avec leurs ensemble d'extinction et d'inversion.

Le type de semi-conducteurs de puissance (interrupteurs) employés dépend des courants et tensions (circuit puissance) ainsi que de la fréquence de commutation de l'onduleur

Ils sont commandés de manière complémentaire car leur fermeture simultanée provoquerait le court circuit de la source.

L'équation reliant les tensions d'entrée (coté continu) et les tensions de sortie (coté alternatif) de l'onduleur peut être exprimée par:

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}] \quad (IV.2)$$

Avec:

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de transfert continu-alternatif modélisant l'onduleur.}$$

Les tensions de sortie (au borne de la charge) dépendent de la tension continue U_c alimentant l'onduleur, de la matrice de transfert et des fonctions logiques f_i générées par le système de commande de l'onduleur.

Avec:

$i = a, b, c$: les trois phase de sortie de l'onduleur. Figure (IV.2).

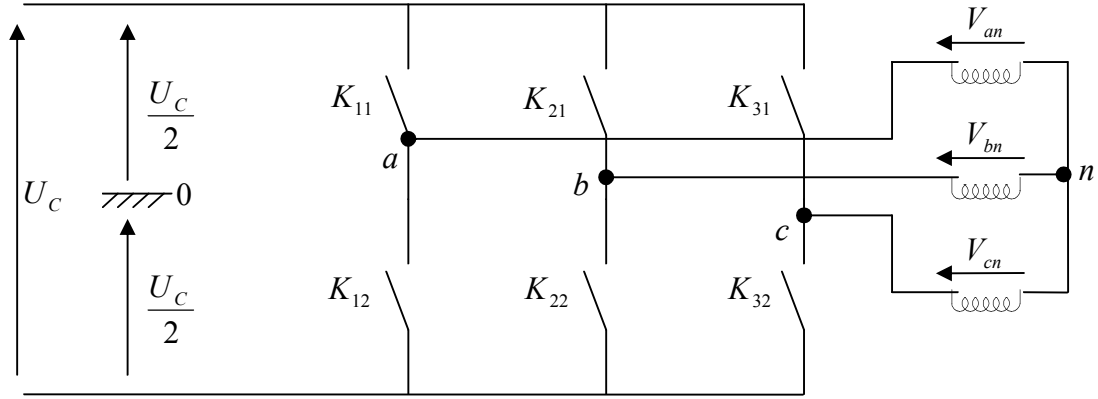


Figure (IV.2): Schéma de l'onduleur alimentant le stator de la MAS

Ces tension sont données par [19] :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Où: V_{an}, V_{bn}, V_{cn} les tensions simples des phases de la charge.

" n " le point neutre du coté charge.

La commande de la MAS par onduleur de tension fait généralement appel à des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI), ces techniques sont multiples; le choix d'une d'entre elle dépend du type de commande de la machine, de la fréquence de modulation de l'onduleur et des contraintes harmoniques fixées par l'utilisateur [2], [3], [15].

La technique de commande MLI consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite d'impulsions d'amplitude fixe, positive ou négative et modulée en largeur. Elle permet de définir les instants de commande des interrupteurs, ce qui permet de régler de manière indépendante les valeurs moyennes de chacune des tensions d'entrée de l'onduleur.

Dans ce cas, les instants de commutation sont déterminés par la comparaison de trois ondes de référence d'amplitude et de fréquence variable (consignes) avec une onde de fréquence élevée appelée porteuse qui fixe la fréquence de commutation. Cette comparaison fournit les trois

signaux logiques f_i . la fréquence de la porteuse est généralement choisi 20 fois supérieure à celle de la référence.

$f_i = 1$: Si la consigne est au dessus du triangle.

$f_i = 0$: Dans le cas contraire.

A partir de ces signaux, la commande de l'onduleur est élaborée. Le réglage de la séquence de commande des interrupteurs s'obtient par réglage de l'amplitude de la modulante ou de la fréquence de la porteuse. Si les ondes de référence forment un système triphasé équilibré de grandeurs sinusoïdales. On parle dans ce cas de modulation sinus-triangle.

Dans notre travail l'ouverture et la fermeture des interrupteurs sont déterminés par un contrôleur en courant, à savoir un comparateur à hystérésis. On utilise trois comparateurs, un pour chaque phase. Le schéma de principe de la commande MLI pour une phase est représenté par la figure (IV.3).

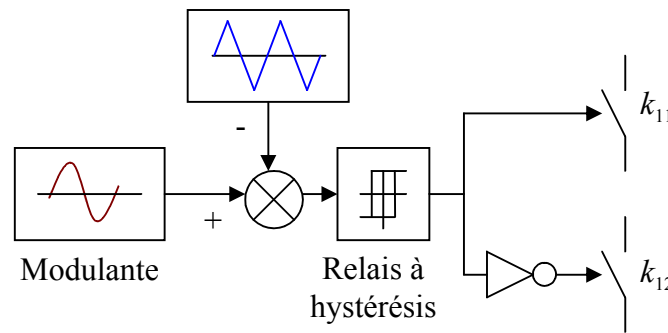


Figure (IV.3): Principe de la commande MLI

IV.3 observateur basé sur le principe du Backstepping

L'estimation des états de la MAS est obtenue en utilisant l'approche du Backstepping. En effet, en suivant les mêmes étapes entreprises pour calculer les tensions de commande de la machine V_{sd} et V_{sq} via la fonction de Lyapunov, et en remplaçant les valeurs réelles (mesurées) du flux rotorique et de la vitesse par leurs estimées, on aboutit enfin aux lois donnant leurs expressions. [40], [41], [42].

On va utiliser deux méthodes, la première utilise totalement le principe du Backstepping pour estimer le flux et la vitesse. La deuxième méthode combine le principe du Backstepping avec la technique MRAS.

IV.3.1 Observateur à base du Backstepping

Etape 1

Etant donné les erreurs e_1 et e_2 données par le système (II.33) et leurs dynamiques données par (II.34). Après le choix de la fonction de Lyapunov donnée par l'équation (II.35), les paramètres ϕ_d et Ω apparaissant dans les fonctions stabilisantes données par le système (II.37) sont en réalité inconnus (inaccessibles). Alors, nous avons besoin d'utiliser leurs estimés $\hat{\phi}_d$ et $\hat{\Omega}$. [42].

On obtient le système suivant:

$$\begin{aligned} (\hat{i}_{sq})_{ref} &= \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right] \\ (\hat{i}_{sd})_{ref} &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \hat{\phi}_d) \end{aligned} \quad (IV.4)$$

Les erreurs e_3 et e_4 sont données par :

$$\begin{aligned} e_3 &= (\hat{i}_{sq})_{ref} - i_{sq} \\ &= \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right] - i_{sq} \\ e_4 &= (\hat{i}_{sd})_{ref} - i_{sd} \\ &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 e_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \hat{\phi}_d) - i_{sd} \end{aligned} \quad (IV.5)$$

Alors le système (II.40) peut être exprimé par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \hat{\phi}_d e_3 + \frac{\mu}{J} \tilde{\phi}_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \tilde{\Omega} \\ \dot{e}_2 &= -k_2 e_2 + \alpha M e_4 - \alpha \tilde{\phi}_d \end{aligned} \quad (IV.6)$$

Où :

$\tilde{\phi}_d = \hat{\phi}_d - \phi_d$: Erreur d'estimation du flux.

$\tilde{\Omega} = \hat{\Omega} - \Omega$: Erreur d'estimation de la vitesse.

Les équations dynamiques de e_3 et e_4 sont données par:

$$\begin{aligned}
\dot{e}_3 &= (\dot{\hat{i}}_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} \\
&= \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right] + \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \dot{\hat{\Omega}} \right] - \dot{i}_{sq} \\
&= \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right] + \\
&\quad + \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 (-k_1 e_1 + \frac{\mu}{j} \hat{\phi}_d e_3 + \frac{\mu}{J} \tilde{\phi}_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \tilde{\Omega}) + \ddot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \dot{\hat{\Omega}} \right] - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\
&= \Psi_1 - \delta_1 + \frac{k_1 \tilde{\phi}_d i_{sq}}{\hat{\phi}_d} - \frac{k_1 f_r}{\mu \hat{\phi}_d} \tilde{\Omega} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}
\end{aligned} \tag{IV.7}$$

$$\begin{aligned}
\dot{e}_4 &= (\dot{\hat{i}}_{sd})_{ref} - \dot{i}_{sd} \\
&= \frac{1}{\alpha M} (k_2 \dot{e}_2 + \ddot{\phi}_{ref} + \alpha \hat{\phi}_d) - \dot{i}_{sd} \\
&= \frac{1}{\alpha M} \left[k_2 (-k_2 e_2 + \alpha M e_4 - \alpha \tilde{\phi}_d) + \ddot{\phi}_{ref} + \alpha \hat{\phi}_d \right] - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\
&= \Psi_2 - \delta_2 - \frac{k_2}{M} \tilde{\phi}_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}
\end{aligned} \tag{IV.8}$$

Où :

$$\begin{aligned}
\Psi_1 &= \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right] + \frac{1}{\hat{\phi}_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 (-k_1 e_1 + \frac{\mu}{j} \hat{\phi}_d e_3) + \ddot{\Omega}_{ref} + \frac{f_r}{J} \dot{\hat{\Omega}} \right] \\
\Psi_2 &= \frac{1}{\alpha M} \left[k_2 (-k_2 e_2 + \alpha M e_4) + \ddot{\phi}_{ref} + \alpha \hat{\phi}_d \right] \\
\delta_1 &= -\eta i_{sq} - \beta P \hat{\Omega} \hat{\phi}_d - P \hat{\Omega} i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\hat{\phi}_d} \\
\delta_2 &= -\eta i_{sd} + \alpha \beta \hat{\phi}_d + P \hat{\Omega} i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\hat{\phi}_d}
\end{aligned}$$

Etape 2

Dans cette dernière étape, la fonction de Lyapunov candidate est donnée par:

$$v_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\phi}_d^2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Omega}^2) \tag{IV.9}$$

Où : γ_1 et γ_2 sont des constantes positives.

La dérivée de l'équation précédente est :

$$\dot{v}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\phi}_d \dot{\tilde{\phi}}_d + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Omega} \dot{\tilde{\Omega}} \quad (\text{IV.10})$$

Avec :

$$\begin{cases} \tilde{\phi}_d = \dot{\hat{\phi}}_d - \dot{\phi}_d \\ \quad = \dot{\hat{\phi}}_d - (-\alpha \hat{\phi}_d + \alpha M i_{sd}) \\ \tilde{\Omega} = \dot{\hat{\Omega}} - \dot{\Omega} \\ \quad = \dot{\hat{\Omega}} - \left(\frac{\mu}{J} \hat{\phi}_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} - \frac{C_r}{J} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

En remplaçant les systèmes (IV.7), (IV.8) et (IV.11) dans (IV.10) on obtient l'équation:

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + \\ & + e_3 (k_3 e_3 + \Psi_1 - \delta_1 + \frac{k_1 \tilde{\phi}_d i_{sq}}{\hat{\phi}_d} - \frac{k_1 f_r}{\mu \hat{\phi}_d} \tilde{\Omega} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) + \\ & + e_4 (k_4 e_4 + \Psi_2 - \delta_2 - \frac{k_2}{M} \tilde{\phi}_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\phi}_d (\dot{\hat{\phi}}_d + \alpha \hat{\phi}_d - \alpha M i_{sd}) \\ & + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Omega} \left(\dot{\hat{\Omega}} - \frac{\mu}{J} \hat{\phi}_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + \\ & + e_3 (k_3 e_3 + \Psi_1 - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) + e_4 \left(k_4 e_4 + \Psi_2 - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \\ & + \tilde{\phi}_d \left[\frac{1}{\gamma_1} (\dot{\hat{\phi}}_d + \alpha \hat{\phi}_d - \alpha M i_{sd}) + \frac{k_1 e_3 i_{sq}}{\hat{\phi}_d} - \frac{k_2 e_4}{M} \right] \\ & + \tilde{\Omega} \left[\frac{1}{\gamma_2} \left(\dot{\hat{\Omega}} - \frac{\mu}{J} \hat{\phi}_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} + \frac{C_r}{J} \right) - \frac{k_1 f_r}{\mu \hat{\phi}_d} e_3 \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

Pour la condition que $\dot{v}_2 < 0$, les tensions de commande V_{sd} et V_{sq} ainsi que les lois d'adaptation du flux et de vitesse sont données par:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sigma L_s (k_4 e_4 + \Psi_2 - \delta_2) \\ V_{sq} &= \sigma L_s (k_3 e_3 + \Psi_1 - \delta_1) \\ \dot{\hat{\phi}}_d &= -\gamma_1 \left(\frac{k_1 e_3 i_{sq}}{\hat{\phi}_d} - \frac{k_2 e_4}{M} \right) - \alpha \hat{\phi}_d + \alpha M i_{sd} \\ \dot{\hat{\Omega}} &= \frac{\mu}{J} \hat{\phi}_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} - \frac{C_r}{J} + \gamma_2 \frac{k_1 f_r}{\mu \hat{\phi}_d} e_3 \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

IV.3.2 Observateur associant les techniques Backstepping et MRAS

Pour cette deuxième méthode, le flux rotorique est estimé par l'usage de la technique du Backstepping. Le flux ainsi obtenu servira ensuite à déterminer la loi d'adaptation de la vitesse par l'application de la technique MRAS.

Considérant l'expression du flux rotorique estimé et donné par le système (IV.13), ses deux composantes sont données par:

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = \hat{\phi}_d \cos(\theta_s) \\ \hat{\phi}_{r\beta} = \hat{\phi}_d \sin(\theta_s) \end{cases} \quad (IV.14)$$

En remplaçant les expressions des composante du flux rotorique estimé données par le système (IV.14) dans La loi d'estimation de la vitesse de la MAS par la technique MRAS donné par l'équation (III.45), on obtient l'équation de la vitesse de l'observateur:

$$\hat{\omega} = k_p [\phi_{r\beta} (\hat{\phi}_d \cos(\theta_s)) - \phi_{r\alpha} (\hat{\phi}_d \sin(\theta_s))] + k_i \int [\phi_{r\beta} (\hat{\phi}_d \cos(\theta_s)) - \phi_{r\alpha} (\hat{\phi}_d \sin(\theta_s))] dt \quad (IV.15)$$

Le schéma bloc donnant la combinaison MRAS-Backstepping pour l'estimation du flux rotorique et de la vitesse de la machine est représenté dans la figure (IV.4).

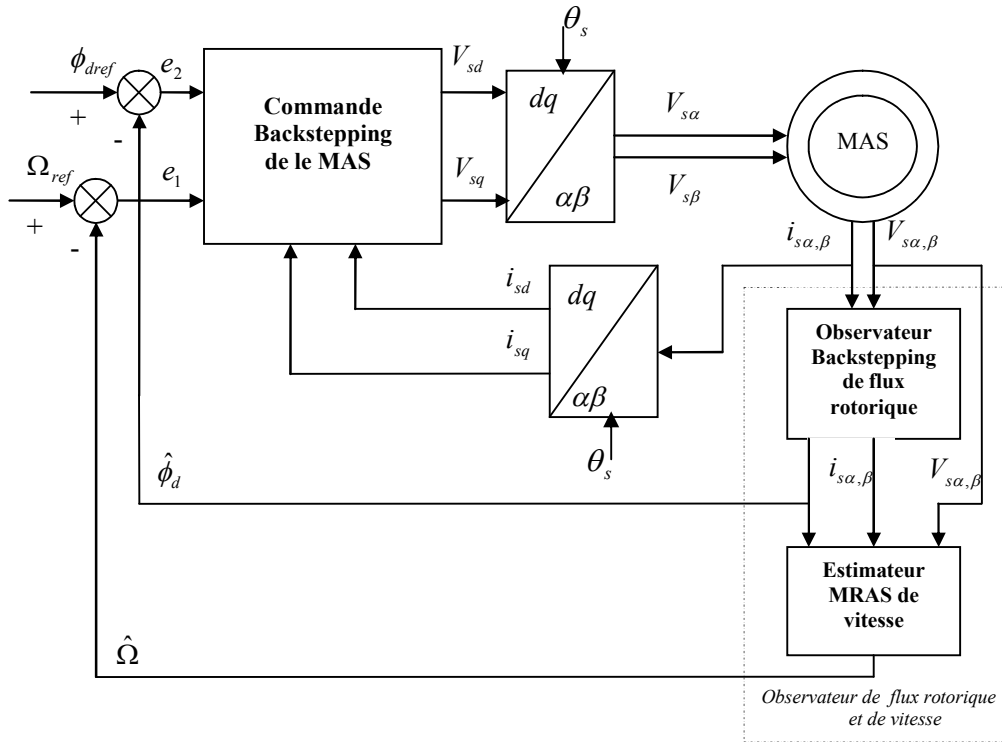


Figure (IV.4): Schéma bloc de l'observateur MRAS-Backstepping et MAS.

IV.4 Résultats de simulation

Dans cette partie, la machine asynchrone est commandée sans capteur en utilisant un Observateur associant les techniques Backstepping et MRAS et la méthode utilisant un Observateur à base de Backstepping pour des conditions de fonctionnement différentes. Les résultats de simulation obtenues, donnés par les figures (IV.5), (IV.6), (IV.7), (IV.8), (IV.9) dans le cas d'alimentation de la MAS par un réseau parfait et par les figures (IV.10), (IV.11), (IV.12), (IV.13), (IV.14) dans le cas d'alimentation de la machine par onduleur MLI sinus-triangle, permettent de juger la robustesse des méthodes étudiées.

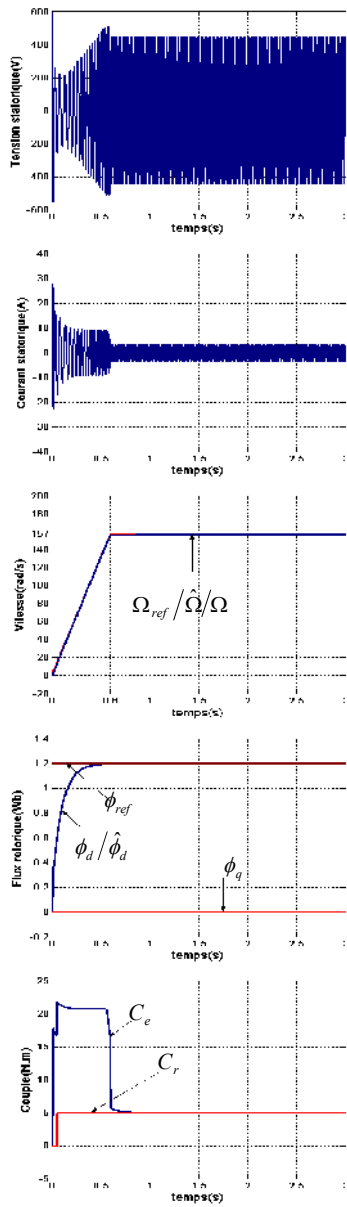
IV.4.1 Alimentation sans onduleur de la MAS

La machine n'est pas alimentée par l'onduleur, les seuls signaux d'entrée sont le flux de référence ϕ_{ref} et la vitesse de référence Ω_{ref} .

IV.4.1.1 Fonctionnement nominal

En régime nominal et pour les deux méthodes, on observe un très bon comportement de la machine, la tension et le courant sont constants, la vitesse et le module du flux rotorique suivent parfaitement leurs références. Figure (IV.5).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

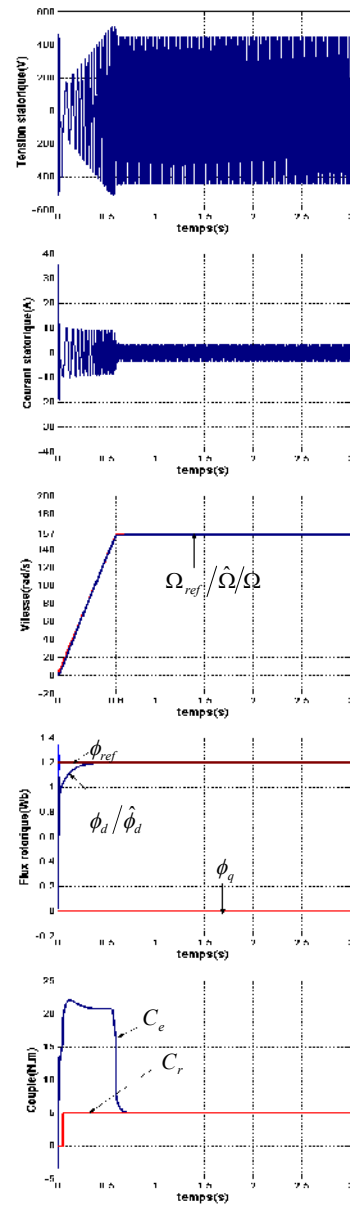
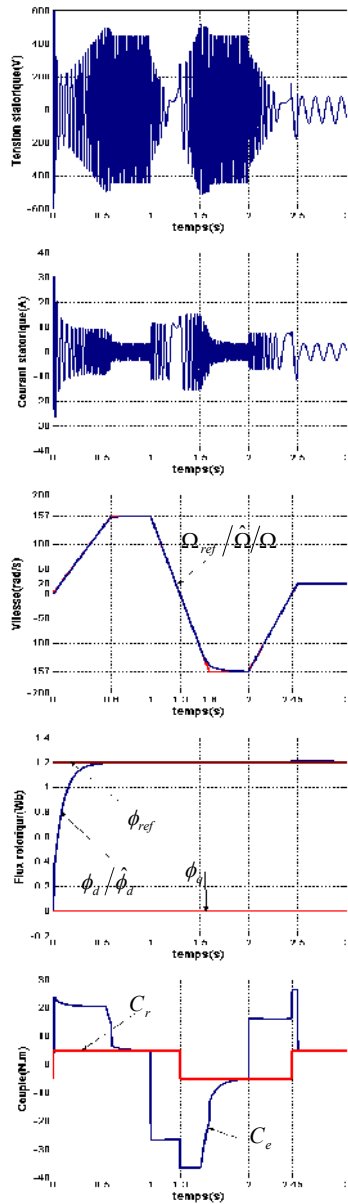


Figure (IV.5): Résultats de simulation en régime nominal

IV.4.1.2 Fonctionnement avec inversion de la vitesse

La MAS chargée par son couple résistant nominal ($C_r=5N.m$), est soumise à un test d'inversion de vitesse. Les résultats de simulation montrent, pour les deux méthodes, un très bon comportement de la machine et un excellent suivi des références de flux rotorique et de vitesse, la tension et le courant subissent des variations suivant la variation de la vitesse. Figure (IV.6).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

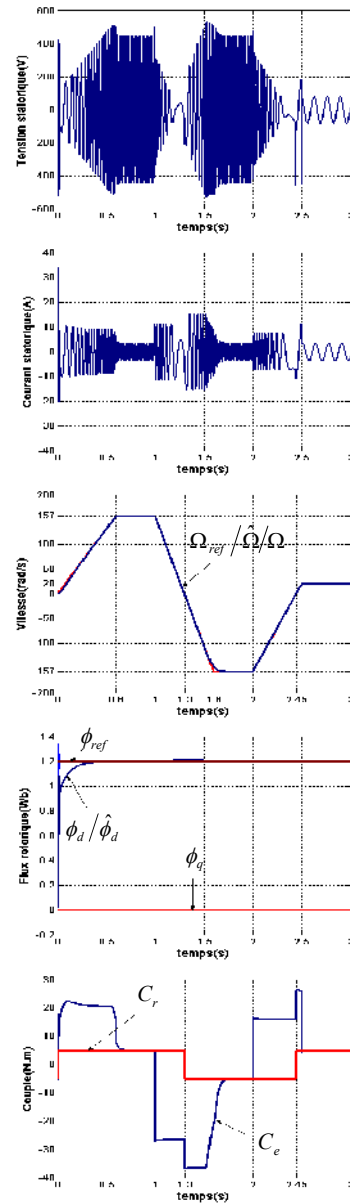
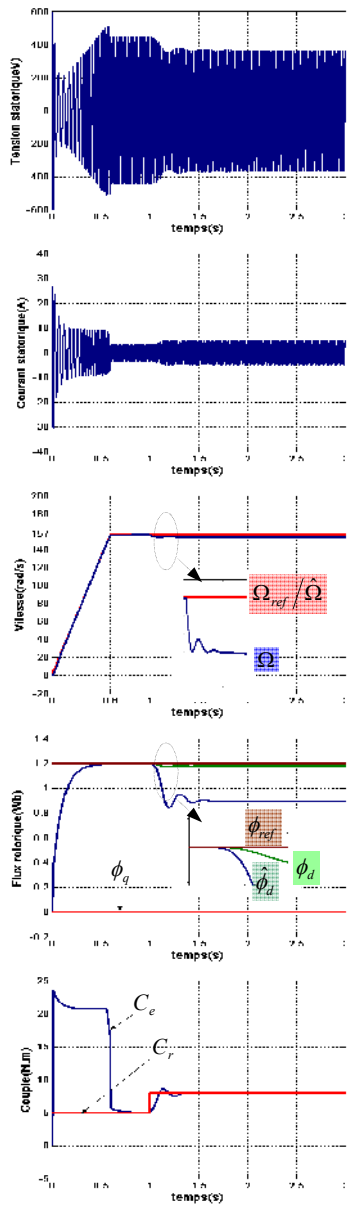


Figure (IV.6): Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse

IV.4.1.3 Fonctionnement avec variation de la charge

Dans ce cas, la machine tournant à sa vitesse nominale, subit une variation de sa charge appliquée à l'instant $t=1s$, les résultats de simulation montrent de meilleures performances pour l'observateur associant Backstepping et MRAS comparés à l'observateur à base du Backstepping et en particulier pour le flux rotorique à cause de la présence du terme de la charge (C_r) dans l'expression de la vitesse. Figure (IV.7).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

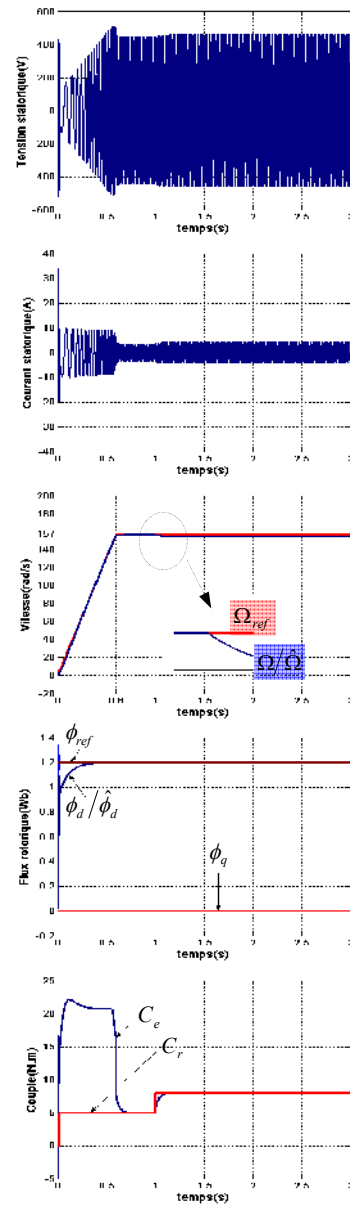


Figure (IV.7): Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

IV.4.1.4 Fonctionnement avec variation de la résistance rotorique

Pour ce test, les résultats de simulation montrent et pour les deux méthodes, un bon suivi des références et en particulier pour l'observateur associant Backstepping et MRAS. Figure (IV.8).

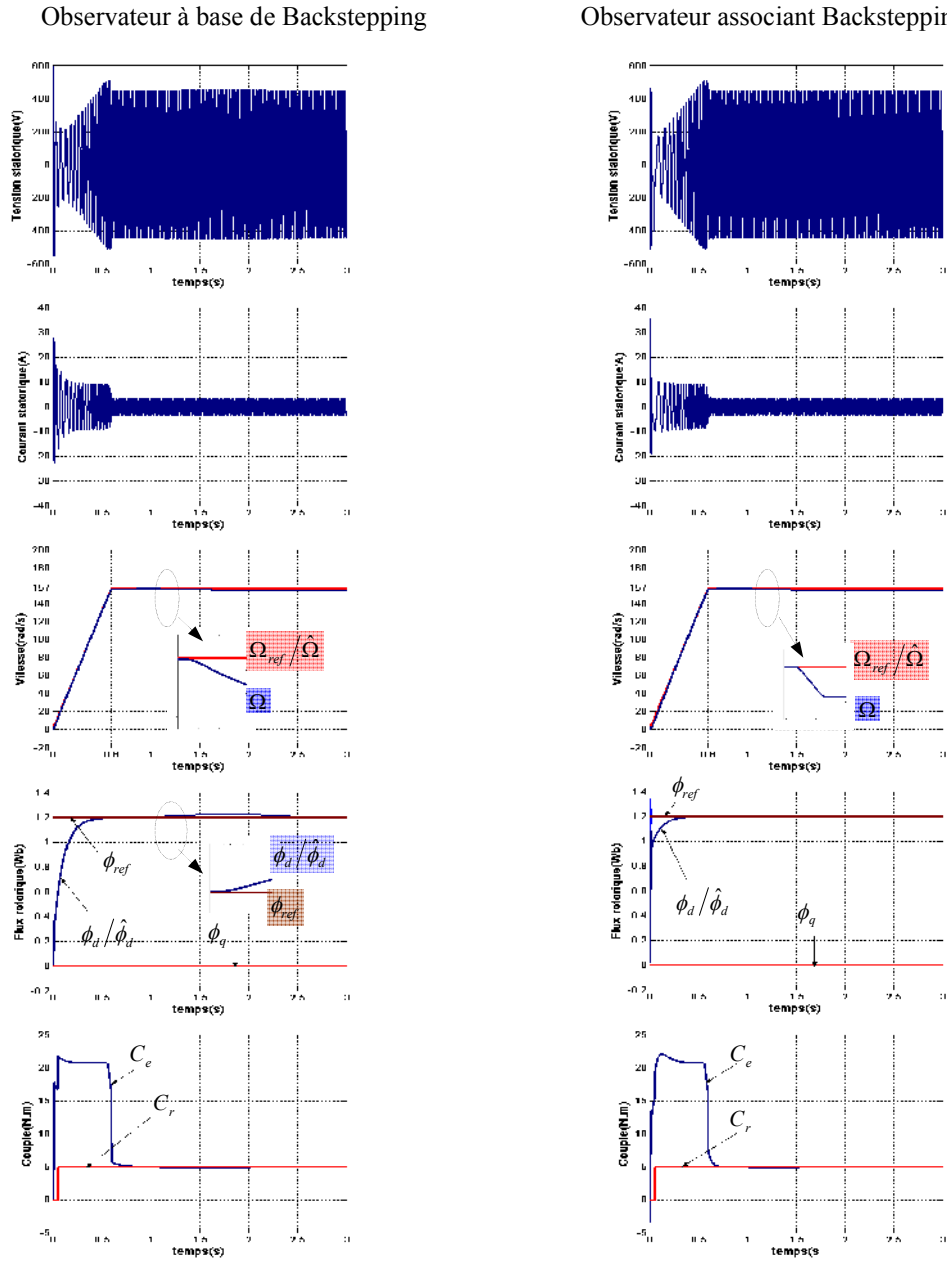
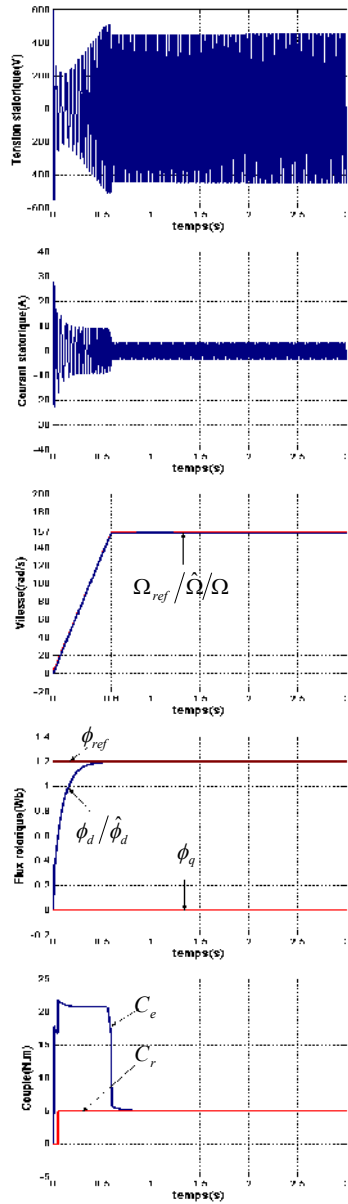


Figure (IV.8): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique

IV.4.1.5 Fonctionnement avec variation de la résistance statorique

Dans ce cas, les résultats de simulation montrent et pour les deux méthodes, un bon comportement de la machine et suivi des références. Figure (IV.9).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

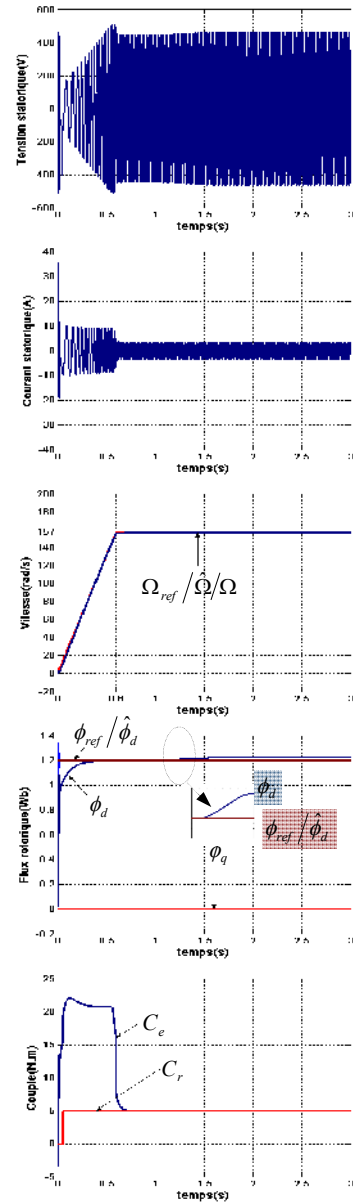


Figure (IV.9): Résultats lors de la variation de simulation de la résistance statorique

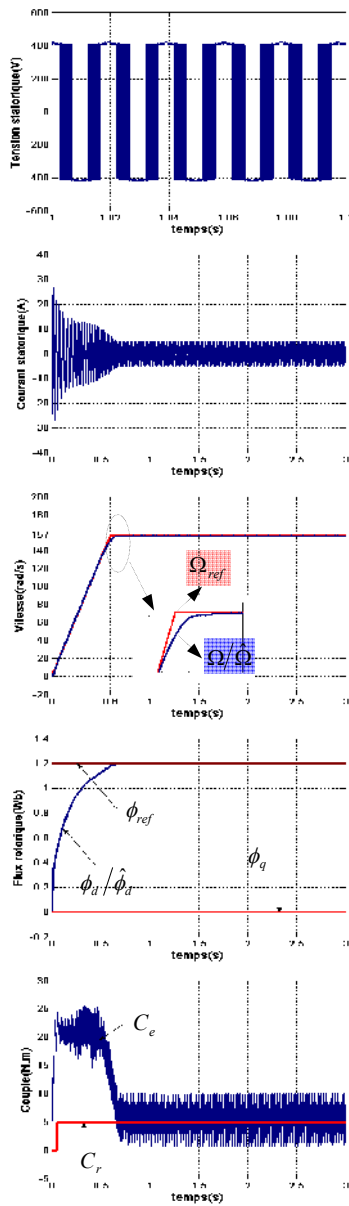
IV.4.2 La MAS est alimentée par un onduleur à MLI

Pour ce deuxième cas, la machine est alimentée par un onduleur à MLI sinus-triangle, dont l'étude est donnée au § IV.2.

IV.4.2.1 Fonctionnement nominal

Bon comportement de la machine et bon suivi de références et de meilleurs résultats sont retenus pour la deuxième méthode. Figure (IV.10).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

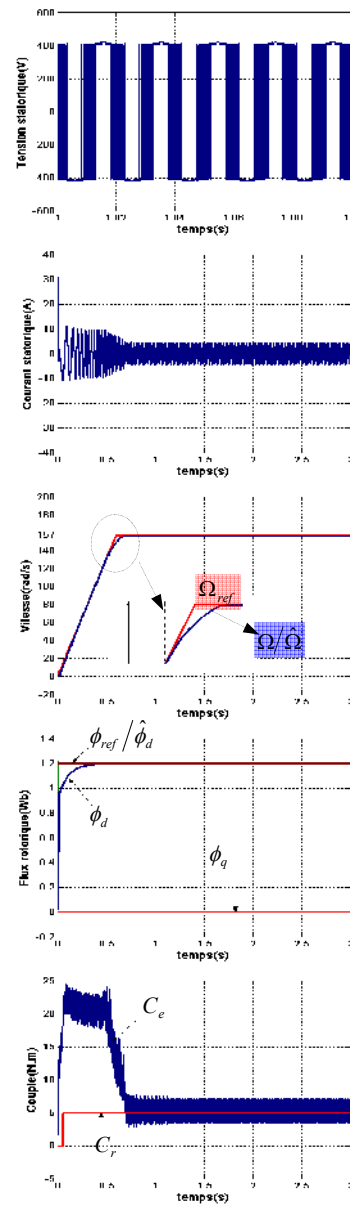
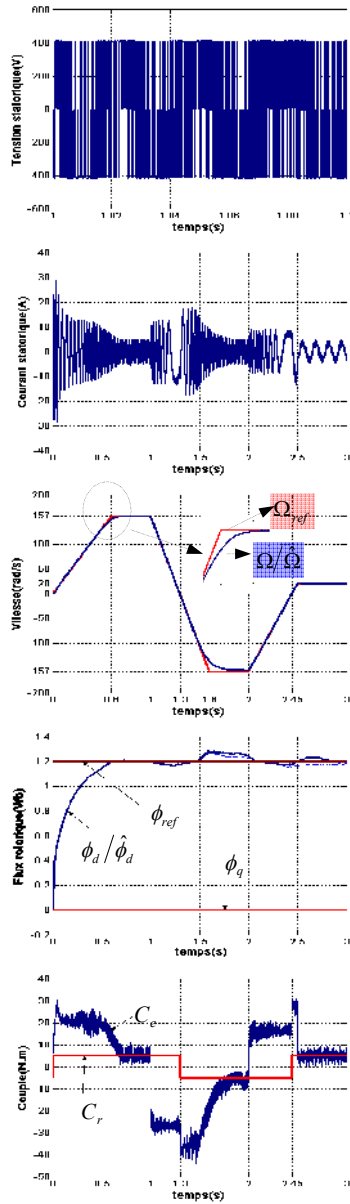


Figure (IV.10): Résultats de simulation en régime nominal

IV.4.2.2 Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse

Bon comportement en générale et bon suivi en particulier pour la deuxième méthode. Figure (IV.11).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

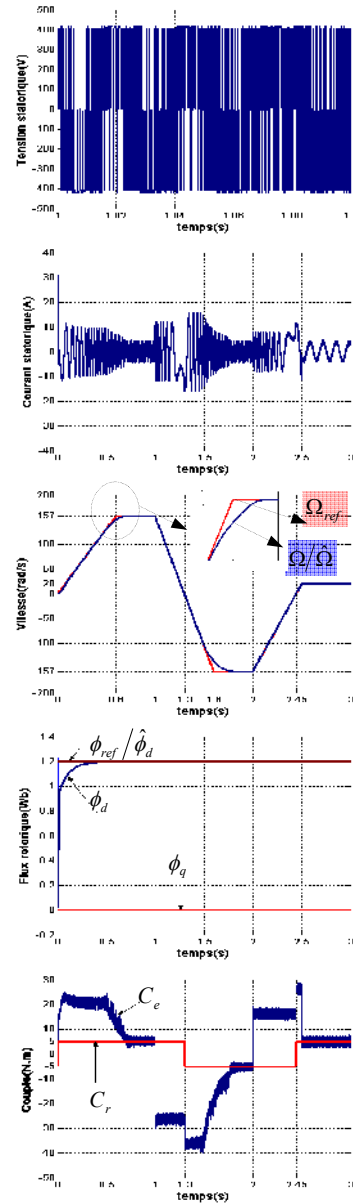
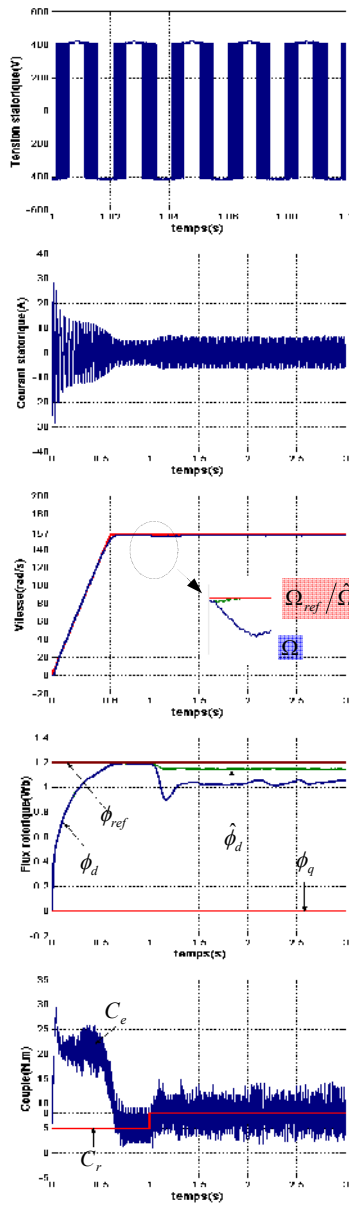


Figure (IV.11): Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse

IV.4.2.3 Fonctionnement lors de variation de la charge

Les résultats obtenus dans ce cas montrent en général une similitude avec le cas où la machine n'est pas alimentée par l'onduleur avec l'apparition de l'influence de l'augmentation de la charge sur le flux rotorique de la machine . Figure (IV.12).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

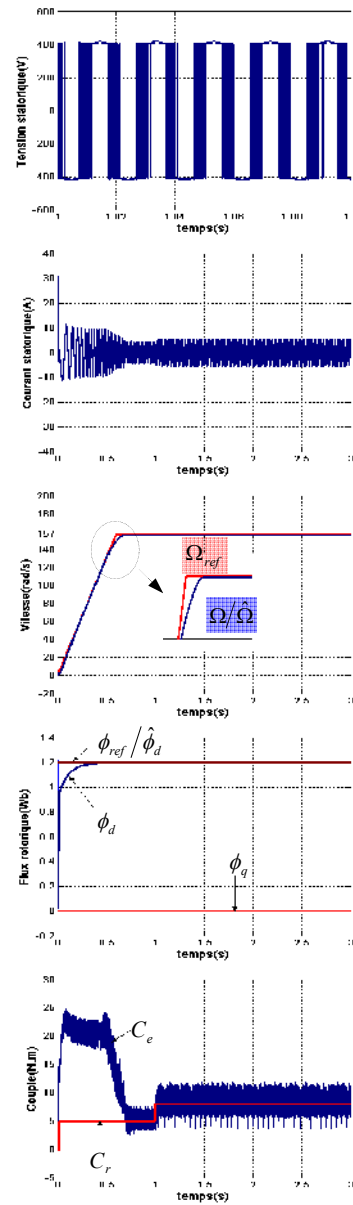
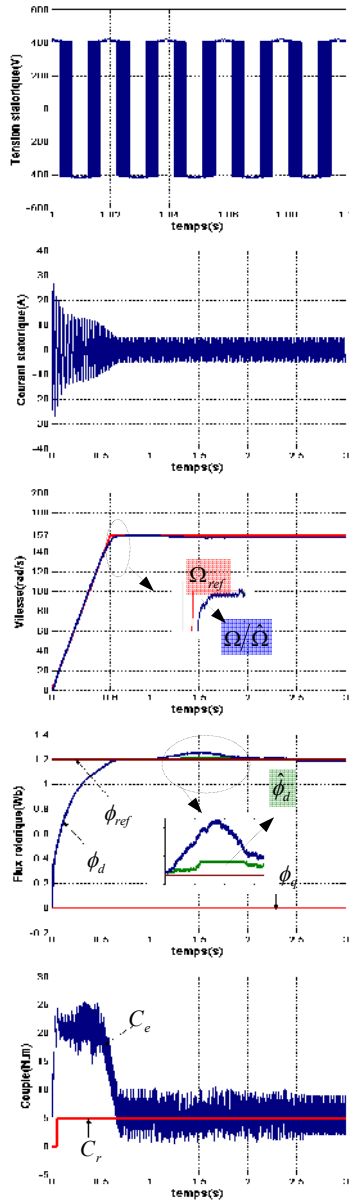


Figure (IV.12): Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

IV.4.2.4 Fonctionnement avec variation de la résistance rotorique

Assez bon comportement de la machine et suivi de références en particulier pour la deuxième méthode. Figure (IV.13).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

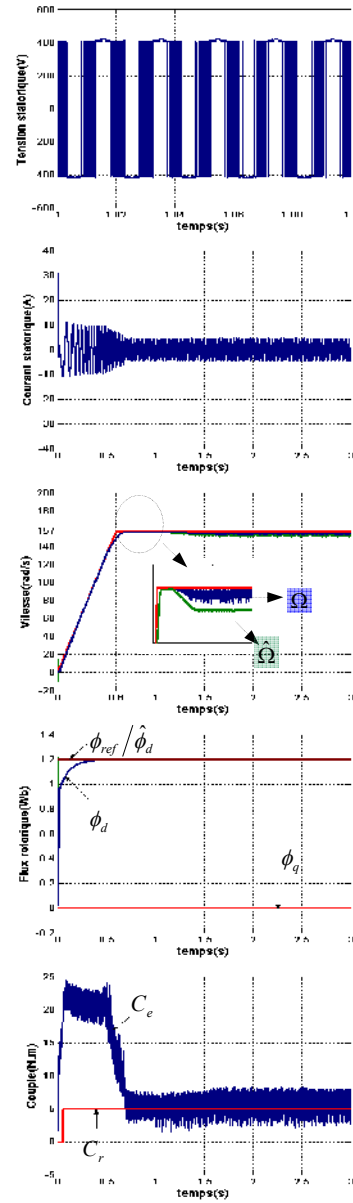
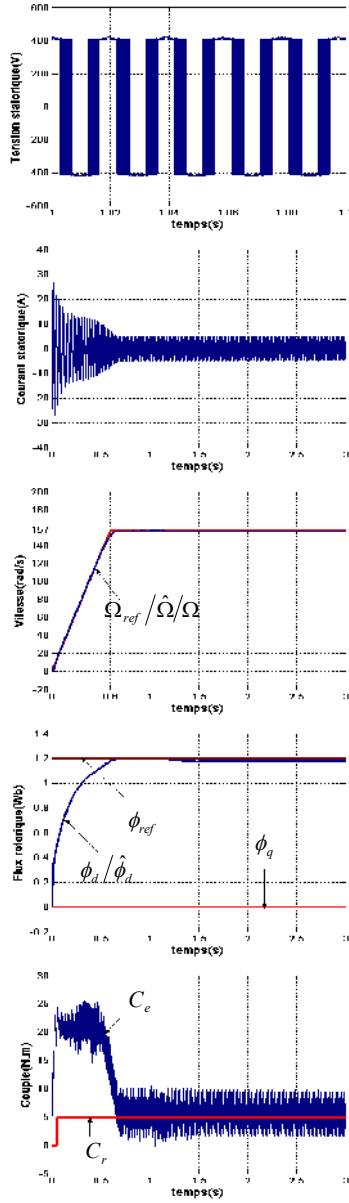


Figure (IV.13): Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique

IV.4.2.5 Fonctionnement avec variation de la résistance statorique

Identique au cas précédent .Figure (IV.14).

Observateur à base de Backstepping



Observateur associant Backstepping et MRAS

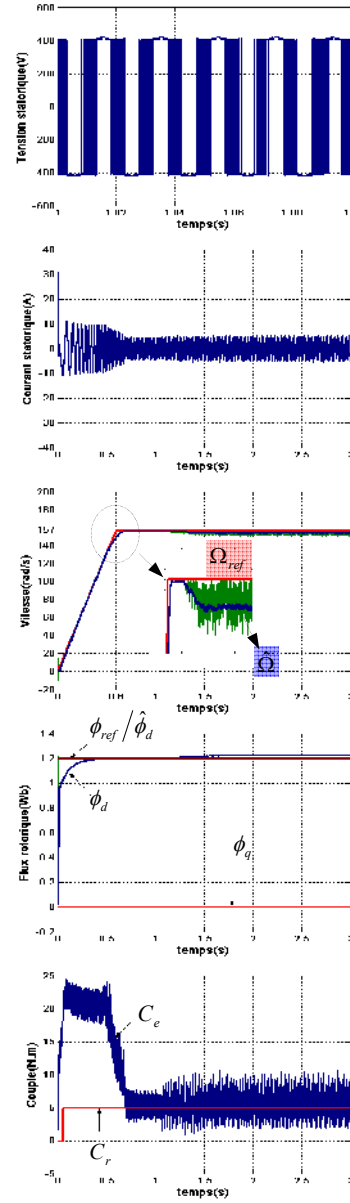


Figure (IV.14): Résultats lors de la variation de simulation de la résistance statorique

IV.5 Etude comparative des deux techniques

Dans cette partie, on établit une comparaison entre les performances de la première technique utilisant un observateur à base de Backstepping et la technique utilisant un observateur associant Backstepping et MRAS. Les résultats obtenus montrent de meilleures performances offertes par la deuxième technique comparées à la première dû au terme de la charge de la machine (C_r) présent dans les équations de l'observateur et influent sur les résultats. On peut améliorer considérablement ces derniers par l'utilisation dans ces équations du paramètre de la charge adapté (estimé en temps réel). Tableaux (IV.1) et (IV.2).

La machine n'est pas alimentée par l'onduleur

	Précision	Rapidité	Oscillation couple	Oscillation flux	Robustesse vis-à-vis des variations de R_r	Robustesse vis-à-vis des variations de R_s
Observateur associant Backstepping et MRAS	Plus précise	Plus rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Très bonne	Bonne
Observateur à base de Backstepping	Moins précise	Moins rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Très bonne

Tableau (IV.1): comparaison dans le cas de la machine non alimentée par l'onduleur

La machine est alimentée par l'onduleur à MLI

	Précision	Rapidité	Oscillation couple	Oscillation flux	Robustesse vis-à-vis des variations de R_r	Robustesse vis-à-vis des variations de R_s
Observateur associant Backstepping et MRAS	Plus précise	Plus rapide	Moins d'oscillation	Faible oscillation	Très bonne	Bonne
Observateur à base de Backstepping	Moins précise	Moins rapide	Présence d'oscillation	Faible oscillation	Bonne	Très bonne

Tableau (IV.2): comparaison dans le cas de la machine alimentée par l'onduleur à MLI

IV.6 Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacré à l'étude de l'alimentation de la MAS par onduleur de tension à MLI. Dans la deuxième partie, nous avons proposé, pour la commande de la MAS, deux observateurs de flux et de vitesse basés sur le principe du backstepping, l'élaboration des lois donnant les estimés suit les étapes conventionnelles de cette technique. Cette partie est suivie par des résultats de simulation dans le cas de la commande de la machine par les deux observateurs et cela lorsque la machine n'est pas alimentée par l'onduleur et lorsqu'elle est alimentée par l'onduleur de tension. A la fin du chapitre, une étude comparative basée sur les résultats de simulation est présentée permettant ainsi de juger de la robustesse de la commande dans chaque cas et pour les différents régimes de fonctionnement de la machine, ces résultats reflètent les bonnes performances de ces deux méthode et qui peuvent être améliorer par l'usage de paramètres estimés en temps réel (paramètres adaptés) pour remplacer, dans les équations de commande, les paramètres variants durant le fonctionnement de la machine (résistances statoriques et rotorique et couple de charge)

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

La machine à induction ou asynchrone est communément utilisée, en industrie, en agriculture, dans le transport et dans les applications domestiques. Ses qualités de robustesse, de faible coût d'achat et de facilité d'entretien lui confèrent une place de choix parmi les autres machines électriques.

Le modèle dynamique de la machine présente une non linéarité et un couplage rendent la réalisation de sa commande plus complexe comparée aux autres machines. Les avancées technologiques réalisés dans les domaines de la commande non linéaire et de la microinformatique, ainsi que dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis de concevoir des commandes performantes et robustes de la machine faisant d'elle un sérieux conquérant dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

L'élimination du capteur de vitesse permet de réduire les contraintes imposées et donne plus de souplesse pour la commande de la machine, on peut utiliser à ce sujet, pour l'estimation de cette grandeur des méthodes basées sur des algorithmes classiques tel que l'estimateur en BO, l'observateur de Luenberger et la technique MRAS, ou découlant du domaine non linéaire comme la technique du Backstepping.

Notre travail a consisté à proposer et à étudier la commande du moteur asynchrone par la technique du Backstepping combinée au control vectoriel.

La structure de commande ainsi obtenue, emploie, pour le besoin de commande, les grandeurs issues du moteur à savoir le flux rotorique et la vitesse. Ces grandeurs sont, en premier lieu considérées obtenues par des capteurs installés sur la machine, et en deuxième lieu, estimés par différents algorithmes.

On a proposé dans le cadre de ce mémoire, l'estimation du flux rotorique et de la vitesse par deux types d'algorithmes, le premier type emploie des équations indépendantes de la commande Backstepping de la machine et utilisant des algorithmes classiques. Le deuxième type à la différence du premier emploie des équations issues de la technique Backstepping.

Dans la première partie de ce travail, on a présenté l'aspect théorique du Backstepping et exposer les étapes permettant d'établir la commande globale assurent la stabilité du système non linéaire avec application aux systèmes du deuxième ordre et du troisième ordre.

La deuxième partie de ce travail a été consacrée à la modélisation et la simulation de la MAS, cette partie est suivie de l'étude de la commande de la machine par la technique du

Backstepping combinée au control vectoriel permettent l'implantation aisée de la technique dans l'hypothèse de l'utilisation de capteurs de flux et de vitesse.

La troisième partie, traite de la commande de la machine par le Backstepping sans capteurs. On a présenté, pour l'estimation des grandeurs nécessaires à la commande, à savoir le flux rotorique et la vitesse, trois techniques classiques d'estimation tel que l'estimateur en BO, l'observateur de Luenberger et la technique MRAS, suivie par une comparaison des trois techniques.

La quatrième partie a été consacrée à l'étude de l'alimentation de la machine par onduleur de tension à MLI sinus-triangle, suivie de l'étude de la commande sans capteurs de la machine, par l'usage de grandeurs estimés à partir d'équations basées sur la technique du Backstepping. Deux cas sont traités, dans le premier cas les deux grandeurs découlent de la technique du Backstepping et dans le deuxième cas, l'estimation est basée sur la combinaison du Backstepping à la technique MRAS et pour ces deux cas, les performances de la commande et comparaison des deux méthodes sont établis dans le cas où la machine est supposée non alimentée par l'onduleur à MLI et alimentée par l'onduleur.

A la lumière des résultats de simulation, on peut conclure que l'objectif de cette étude est atteint, la technique du Backstepping combinée aux contrôle vectoriel offre de très bonnes performances de commande est un bon suivi des références de la machine soumises au différents régimes de fonctionnement.

Enfin, et comme perspective principale de notre travail, on peut améliorer encore mieux les résultats obtenus par l'introduction d'adaptation en temps réel des paramètres de la machine pouvant varier durant son fonctionnement comme les résistances statorique et rotorique et la charge.

ANNEXE

ANNEXE

Paramètres de la MAS

Paramètres électriques

$R_s=8\Omega$	Résistance statorique
$R_r=4\Omega$	Résistance rotorique
$L_s=0.47H$	Inductance cyclique propre statorique
$L_r=0.42H$	Inductance cyclique propre rotorique
$M=0.42H$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

Paramètres électromécaniques

$J=0.06Kg.m^2$	Moment d'inertie
$f_r=0$ SI	Coefficient de frottement
$p=2$	Nombre de paires de Pôles
$C_n=5N.m$	Couple nominal

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE

- [1] B.Atkin, "State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors", Thesis of master, Middle east technical university, Turkey, 2003.
- [2] S.Gusia, "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI, application aux actionnements électriques", Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain, France, 2005.
- [3] A.Merabet, "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université du Québec, Mai 2007.
- [4] A.Mansouri, M.Chenafa, A.Bouhenna and E.Etien, "Powerful nonlinear observer associated with field-oriented control of an induction motor", *Int.J.Appl.Math.Comput.Sci*, 2004, Vol.14, No2, 209-220..
- [5] L.Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy -1, Janvier 1999.
- [6] P.Brunet, "Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones", Lycée Benjamin Franklin, 45000 Orléan.
- [7] S.Chaouch, A.Harizi, H.Serrai and M.S.Nait Said, "Lyapunov and backstepping control design of induction motor system", Fourth international multi-conference on systems, signals and devices SSD07, Hammamet, Tunis, March 2007.
- [8] H.Tan and J.Chang, "Adaptive backstepping control of induction motor with uncertainties", *Proceedings of the American control conference*, San Diego, California, June 1999.
- [9] S.Chaouch and M-S.Naït-Saïd, " Backstepping control design for position and speed tracking of DC motors " *Asian journal of information technology*, Medwell journals, 2006.
- [10] J.J.Slotine, "Applied nonlinear control", Prentice Hall, 1991.
- [11] A.R.Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse PhD, Université Laval, Canada, Février 2000.
- [12] L.Douha, "Commande adaptative par backstepping en utilisant les réseaux de neurones", Mémoire de magister, Université de Batna, Mai 2004.
- [13] M.Mokhtari, "Commande adaptative des systèmes non linéaires backstepping", Mémoire de magister, Université de Batna, Septembre 2003.

- [14] L.Baghli, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Notes de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2005.
- [15] A.Aissa, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire de magister, Université de Batna, Octobre 2005.
- [16] H.Tamrabet, "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", Mémoire de magister, Université de Batna, MAI 2006.
- [17] S.Zaidi, "Commande non linéaire du moteur à induction", Mémoire de magister, Université de Batna.
- [18] R.Abdessemed, et M.Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, 1997.
- [19] I.Al.Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy -1, Juillet 2004.
- [20] C.Canudas de Wit, " Commande des moteurs asynchrones 2 – Optimisation, discrétisation et observateurs " Volume 2, Edition Hermes, Paris 2000.
- [21] R.B.Gimenez, "High performance sensorless vector control of induction motor drives", Ph.D.thesis, University of Nottingham, December 1995.
- [22] M.Hinkkanen, "Flux estimators for speed-sensorless induction motor drives", Thèse de doctorat, Helsinki university of technology, 2004.
- [23] T.Boumegoura, " Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon, Mars 2001.
- [24] B.Tounsi, "Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, Janvier 2006.
- [25] A.Kheldoun, "Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté ", Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, Février 2007.
- [26] M.Sebsa, A.Chaker, Y.Meslem et S.Hassaine, "Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'état de Luenberger", 4th international conference on computer integrated manufacturing, CIP, 2007.
- [27] D.Taibi, "Contrôle du moteur à induction sans capteurs de vitesse et de position, observateurs déterministes de Luenberger, observateurs stochastiques de Kalman", Mémoire de magister, Université de Batna, Juin 2005.

- [28] F.Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, Janvier 2005.
- [29] M.Ghanes, "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", Thèse de doctorat, Université de Nantes, Ecole centrale de Nantes, Novembre 2005.
- [30] Dariusz L.Sobczuk, "Application of ANN for control of PWM inverter fed induction motor drives ", Ph.D.thesis, Warsaw university of technology, Warszawa, 1999.
- [31] R.Pena Eguiluz, "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, Novembre 2002.
- [32] A.Razani Bin Haron, "Simulation of MRAS based speed sensorless estimation techniques for induction machine drives using MATLAB/SIMULINK", Master of engineering, Universiti teknologi Malaysia, May 2006.
- [33] V. Bostan, M. Cuibus, C. Ilas and G. Griva, F. Profumo, R. Bojoi, "General adaptation law for MRAS high performance sensorless induction motor drives", PESC, Vancouver, Canada, June 17-22, vol 2, pp.1197-1202, 2001.
- [34] G.Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, Mars 2007.
- [35] T.Pana, and C.Rusu, "Speed and rotor flux estimation in speed sensorless control of induction motor ", Annals, Technical university of Cluj-Napoca, 3400, Romania, 2002.
- [36] F.Haghgoeian, , "Modèle temps réel d'un estimateur de vitesse à base de réseaux de neurones pour une machine asynchrone ", Maîtrise en ingénierie, Université du Québec à Chicoutoumi, Canada.
- [37] L.Sbita and M.Ben Hamed, "An MRAS-based full order Luenberger observer for sensorless DRFOC of induction motors", ICGST-ACSE journal, volume 7, issue 1, May 2007.
- [38] J.S.Thongam, "Commande de haute performance sans capteur d'une machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université du Québec à Chicoutoumi, Canada, Juin 2006.
- [39] G.Soto.Guillermo, "Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement", Thèse de doctorat, Université Paris sud, Octobre 1998.
- [40] F.Calugi, "Observer-based adaptive", Master thesis, Lund institute of technology, Box 118, SE-221 00 Lund, Sweden, April 2002.

[41] H.Tedjini, M.Moudjahed, Y.Meslem et M.Tadjine, "Commande non linéaire adaptative par backstepping et observateur d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à trois niveaux", 4th international conference on computer integrated manufacturing, CIP, 2007.

[42] S.Sheng Ke and J.Shan Lin, "Sensorless speed tracking control with backstepping design scheme for permanent magnet synchronous motors", Proceedings of the 2005 IEEE conference on control applications, Toronto, Canada, August 2005.