

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب بليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

CHOUAL Mouloud

&

HAMIDANI Asma

pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Électronique option contrôle

Thème

Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur de vitesse

Proposé par : Dr BENZINEB Omar & Pr GUESSOUM Abderrezek

Année Universitaire 2011-2012

Dédicace

Je dédie ce travail , A ux personnes qui me sont les plus cher :

A mes parents qui m'on énormément soutenu dans les moment les plus difficile,partagé mes joies et mes peines , qui se sont toujours sacrifiés

A mes frères

A tout (es) mes amis (es) surtout Malek ,Redouane , A chour , Halim , A bd-rrahmane SI D S , Sid-ahmed ZEROUK , B rahim SA I Et Noufel

A mon binome A sma

A tous qui m'ont aimé et respecté d'une manière ou D'autre.

Mouloud

Dédicace

Je dédie ce mémoire à mon très cher et adorable « Papa » et à ma douce et agréable « Maman ». Qui ont toujours su me combler de bonheur et de bien être de telle manière que je me suis sentie armée de volonté et de courage pour pouvoir affronter les problèmes du quotidien. Merci maman et papa vous êtes toujours présent quand j'ai besoin de vous, de votre aide, de vos conseils, et de votre savoir-faire. Personne ne peut prendre la place que vous occupez dans mon cœur car je vous aime et je vous aimerai pour la vie.

Je dédie aussi ce mémoire à mon unique et adorable sœur Mounaqui m'a apporté un soutien moral malgré les distances qui nous séparent et à mon unique frère Mehdi qui est très chers à mes yeux.

Je ne peux évoquer les longues nuits blanches et les meilleurs souvenirs sans penser à mes amies et sœurs Nafissa Maghraoui, Asma Maghraoui et Fatma Garah. et à mon binôme mouloud

Remerciements

Tout d'abord nous remercions le bon dieu de nous avoir guider

Nous adressons nos sincères remerciements à :

Notre promoteur monsieur O. BENZINEB pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer Nous orienté dans notre travail .

Nous remercions vivement les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteur de notre mémoire

Des remerciements vont également à tous ceux qui nous ont apporté, de près ou de loin, orientation, soutien, et aide dans la réalisation et la concrétisation de ce travail

Nos vifs remerciements à tous nos enseignants du primaire à l'université, ainsi que les électroniciens de la promotion 2012.

Nous tenons à remercier toutes personnes qui nous ont aidés dans notre cursus

Liste des figures

Figure (1.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Figure (1.2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

Figure (1.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

Figure (1.4) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

Figure (1.5) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension. (Pour $C_r = 0 \text{ N.m}$ et $C_r = 5 \text{ N.m}$)

Figure (2.1) : Orientation du flux statorique

Figure (2.2) : principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la machine asynchrone

Figure (2.3) : Régulation du flux

Figure (2.4) : Régulation de la vitesse

Figure (2.5) : Régulation du courant i_s

Figure (2.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse

Figure (2.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge

Figure (2.8) : Résultats de simulation lors des variations de la résistance rotorique et Statorique

Figure (3.1) : Schéma bloc d'un estimateur

Figure (3.2) : Principe d'un observateur

Figure (3.3) : Schéma bloc d'un estimateur de flux statorique et de vitesse.

Figure (3.4) : Résultats de simulation de la commande sans capteur par Un estimateur en B.O

Figure (3.5) : Schéma bloc d'un estimateur de flux rotorique et de vitesse par la méthode de MRAS

Figure (3.6) : Résultats de simulation de la commande sans capteur Par la technique MRAS

Figure (3.7) : Schéma bloc d'un observateur de flux rotorique

Figure (3.8) : Résultats de simulation de la commande sans capteur par un observateur du flux rotorique

Figure (4.1) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un estimateur en B.O

Figure (4.2) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant la technique MRAS

Figure (4.3) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un observateur du flux rotorique

Figure (4.4) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant l'estimateur en B.O

Figure (4.5) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant la technique MRAS

Figure (4.6) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant un observateur du flux rotorique

Figure (4.7) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant l'estimateur en B.O

Figure (4.8) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant la technique MRA

Figure (4.9) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant un observateur du flux rotorique

Figure (4.10) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant un estimateur B.O

Figure (4.11) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la Résistance statorique en utilisant la technique MRAS

Figure (4.12) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la Résistance statorique en utilisant un observateur du flux rotorique

Liste des tableaux

Tableau (4.1) : Etude comparative des trois méthodes d'estimation

SOMMAIRE

SOMMAIRE.....	I
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
1.1 INTRODUCTION.....	3
1.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	4
1.2.1 Description.....	4
1.2.2 Equations électriques.....	5
1.2.3 Equations magnétiques.....	6
1.3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	7
1.3.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère diphasé.....	9
1.3.2 Définitions des différents référentiels.....	10
1.3.2.1 Référence (α,β).....	11
1.3.2.2 Référence(x,y).....	11
1.3.2.3 Référence (d,q).....	12
1.3.3 Equation électromagnétique.....	12
1.3.4 Equation mécanique.....	13
1.4 MISE EN EQUATION D'ETAT.....	13
1.5 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	16
1.6 CONCLUSION.....	20
CHAPITRE 2 : COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE	
2.1 INTRODUCTION.....	21
2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	22
2.1 Description.....	22
2.2.1.1 Méthode indirecte.....	22
2.2.1.2 Méthode directe.....	22

2.3 ORIENTATION DE FLUX STATORIQUE.....	23
2.4 RÉGULATION.....	26
2.4.1 Régulateur du flux.	26
2.4.2 Régulateur du vitesse.....	27
2.4.3 Régulateur du courant.....	28
2.5 PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION.....	29
2.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse.....	30
2.5.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge.....	31
2.5.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique.....	32
2.8 CONCLUSION.....	35

CHAPITRE 3 : DIFFERENTES METHODES D'ESTIMATION ET D'OBSERVATION DU FLUX ET DE VITESSE DE LA MAS

3.1 INTRODUCTION.....	36
3.2 LES ESTIMATEURS ET LES OBSERVATEURS.....	37
3.2.1 Notion d'estimation.....	36
3.2.2 Notion d'observation.....	38
3.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE.....	40
3.3.1 Estimateur en BO.....	41
3.3.1.1 Estimateur de flux statorique.....	41
3.3.1.2 Estimateur de vitesse.....	42
3.3.2 Technique MRAS.....	44
3.3.3 Observateur d'ordre réduit.....	50
3.3.3.1 Observateur du flux rotorique.....	51
3.3.3.2 Estimation du flux statorique.....	52
3.3.3.3 Estimation de la vitesse.....	52
3.3.3.4 Résultats de simulation	53
3.4 CONCLUSION.....	55

**CHAPITRE 4 : ETUDE COMPARATIF ENTRE LES DIFFERENTES METHODES
D'ESTIMATION DE LA VITESSE**

4.1 INTRODUCTION.....	56
4.2 FONCTIONNEMENT DU MOTEUR A VITESSE VARIABLE.....	57
4.3 FONCTIONNEMENT DE MOTEUR POUR DIFFERNTES CHARGES.....	59
4.4 TEST DE ROBUSTESSE CONTRE LES VARIATIONS DE LA RESISTANCE ROTORIQUE.....	61
4.4 TEST DE ROBUSTESSE CONTRE LES VARIATIONS DE LA RESISTANCE STATORIQUE.....	64
4.6 LES PERFORMANCES DES TROIS METHODES D'ESTIMATION.....	68
4.7 CONCLUSION.....	69
CONCLUSION GENERALE.....	70
ANNEXES	
ANNEXE A : LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE	72
ANNEXE B : TRANSFORMATION DE PARK.....	73
ANNEXE C : EQUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	76
BIBLIOGRAPHIE.....	78

Listes des acronymes et abréviations

MAS	: Machine Asynchrone.
s, r	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	: Indice correspondants aux trois phases a, b, c.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	: Courants statoriques.
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	: Courants rotoriques.
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$: Flux statoriques.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.
L_{ss}	: La matrice des inductances statoriques.
L_{rr}	: La matrice des inductances 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_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
m_s	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
m_r	: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	: Angle électrique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
(x, y)	: Axes fixés au rotor.
(u, v)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
$[P]$: Matrice de transformation de PARK.
ω_s	: Pulsation statorique.
ω_r	: Pulsation rotorique.
ω	: Pulsation mécanique du rotor.
p	: Nombre de paires de pôles.
C_r	: Couple résistant.

Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_e	: Couple électromagnétique.
σ	: Coefficient de dispersion
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de commande.
T_r	: Constante de temps rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
f	: Fréquence du réseau.
s	: Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.
K_p	: Facteur de proportionnalité.
K_i	: Facteur intégral.
PI	: Régulateur proportionnel-intégral.

CHAPITRE 01

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE



Chapitre 1 Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

1.1 INTRODUCTION

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

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

Développer une loi de commande, ou des observateurs de flux et de vitesse impose naturellement sa modélisation mathématique. Ce chapitre sera consacré à la modélisation du moteur asynchrone triphasé afin de passer à l'étude des observateurs et estimateurs de vitesse, ainsi que la commande vectorielle. Cette modélisation repose sur le concept de Park. Les équations de Park sont désormais célèbres pour l'élaboration du modèle de connaissance traduisant le comportement dynamique des modes électriques et électromagnétiques de la machine asynchrone. Ce modèle décrit par un système algébrique différentiel non linéaire admet plusieurs types de représentation, ces types dépendent directement des objectifs.

1.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

1.2.1 Description

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [1] :

- ✓ L'entrefer constant.
- ✓ L'effet des encoches négligé.
- ✓ La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- ✓ Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ La constante des inductances propres.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (1.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone.

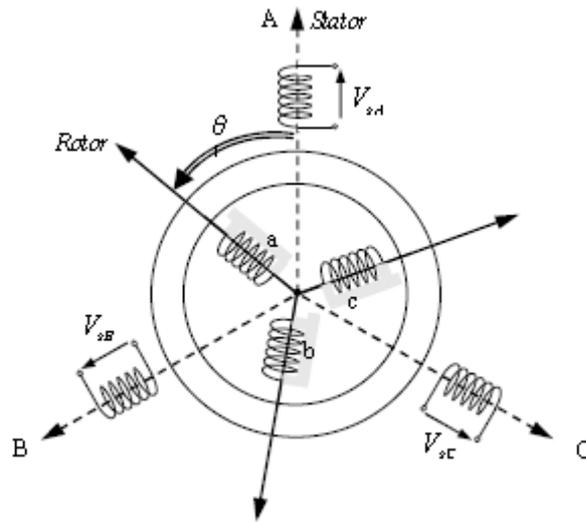


Figure (1.1) . Représentation des enroulements de la machine Asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

1.2.2 Equations électriques

En considérant la figure (1.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Avec V , i et Φ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

1.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Avec :

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

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

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

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

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

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (1.6)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_{rr}] [i_{rabc}] \quad (1.7)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

1.3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

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

Prenons un vecteur de courant I qui est proportionnel à la force magnétomotrice créée par les courants de toutes les phases. Admettons que les axes triphasés sont immobiles par rapport au stator, mais que les axes diphasés tournent avec la vitesse ωa . Projétons le vecteur de courant I sur les axes triphasés (a, b, c) et sur les axes diphasés (d, q) comme l'indique la figure (1.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3}(V_{sa} \cos \theta_a + V_{sb} \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = -\frac{2}{3}(V_{sa} \sin \theta_a + V_{sb} \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (1.11)$$

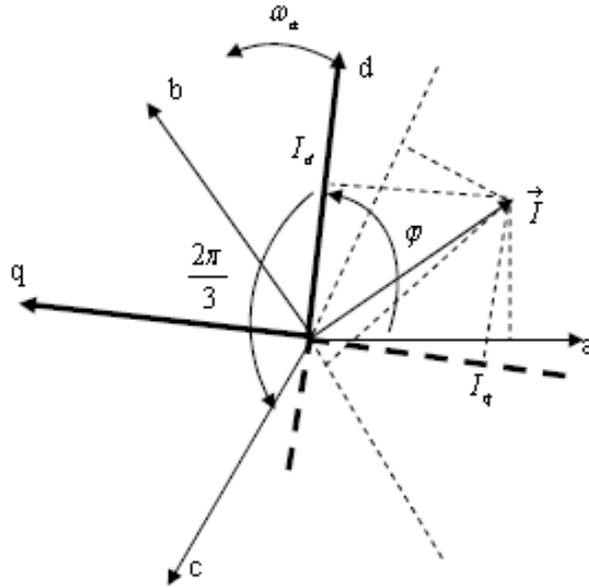


Figure (1.2) . Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (1.11) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (1.12)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (1.11) et (1.12) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

1.3.1 Equations électriques et magnétiques dans le repère diphasé

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

Après tout développement de calcul, fait en annexe [B], les équations (1.1), (1.2), (1.3) et (1.4) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Avec :

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

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

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

1.3.2 Définitions des différents référentiels

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (d, q) faisant un angle électrique θ_s avec l'axe de la phase statorique (A) et θ_r avec l'axe de la phase rotorique (a), comme l'indique la figure (1.3). Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

- ✓ Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) ()
- ✓ Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) ()
- ✓ Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) ()

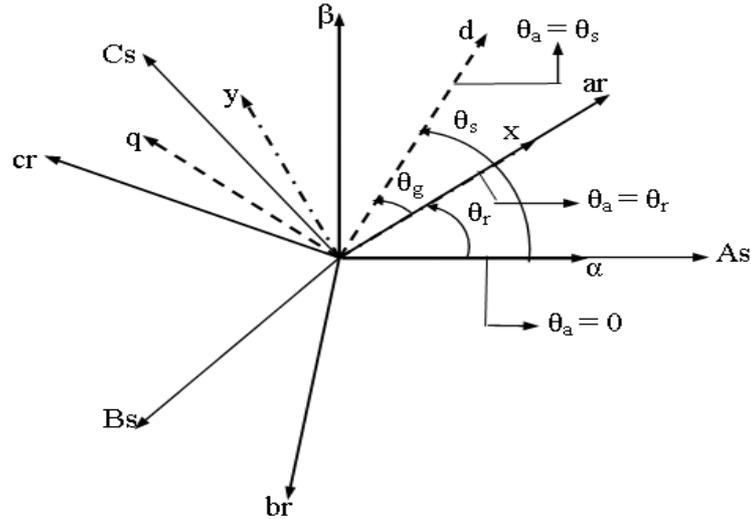


Figure (1.3) . Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

1.3.2.1 Référence (α, β)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

1.3.2.2 Référence (x,y)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega = \omega_a$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

1.3.2.3 Référence (d,q)

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad \text{Avec} \quad \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Cette dernière représentation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux [3].

1.3.3 Equation électromagnétique

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction des flux et courants statoriques et rotoriques. Le développement de calcul détaillé, est présenté dans l'annexe [C] :

$$C_e = p [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (1.27)$$

$$C_e = p [\Phi_{rv} i_{ru} - \Phi_{ru} i_{rv}] \quad (1.28)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_s} [\Phi_{su} i_{rv} - \Phi_{sv} i_{ru}] \quad (1.29)$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (1.30)$$

Avec :

p : Nombre de paire de pôles.

1.3.4 Equation mécanique

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (1.31)$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_e : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation. Avec $\omega = p \Omega$

1.4 MISE EN EQUATION D'ETAT

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, la tension statorique (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champs tournant (ω_s) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation. Dans le référentiel (α, β), le vecteur d'état peut être représenté par plusieurs variables d'états, notre étude se limite à choisir le courant statorique et le flux rotorique comme variables d'états ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$).

Après l'arrangement des équations (1.19), (1.20), (1.21), (1.22) on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{d i_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{d i_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{r\beta} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{d \Phi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1.32)$$

Avec:

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

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

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

On peut réécrire le système d'équation (1.32) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

De la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Avec :

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

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.35)$$

Avec :

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

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

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

$[B]$: Matrice de système de commande.

En multipliant le système (1.34) par $[L]^{-1}$, on trouve la matrice d'évolution:

$$[A] = [L]^{-1}[Z] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Et la matrice de commande $[B]$:

$$[B] = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_sL_r\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_sL_r\sigma} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

1.5 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la machine asynchrone est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [A].

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

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.38)$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$ avec f : Fréquence du réseau

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (1.4).

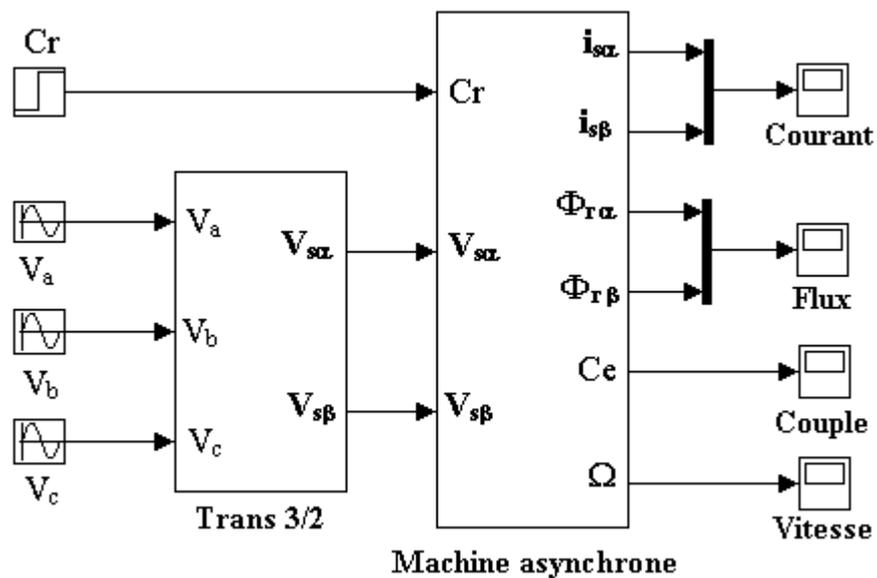
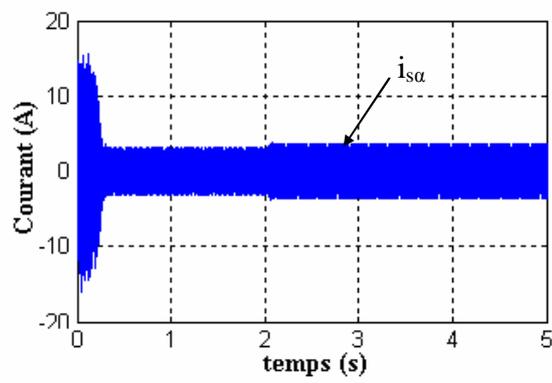
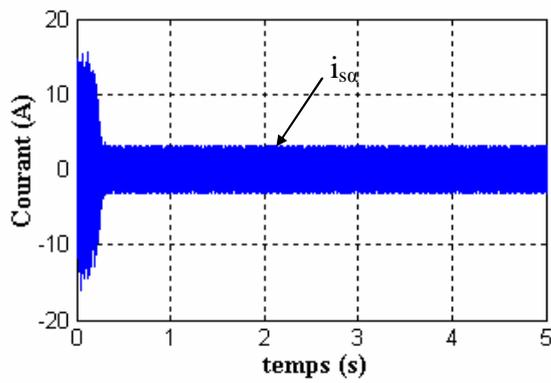
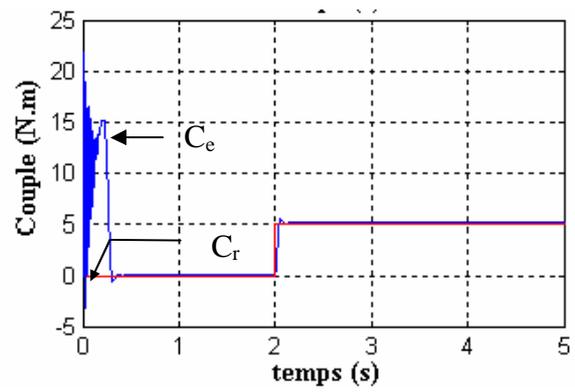
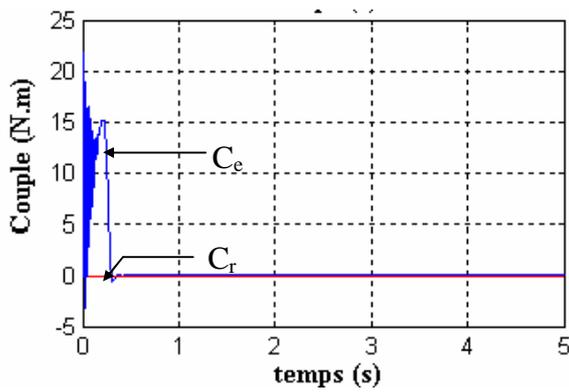
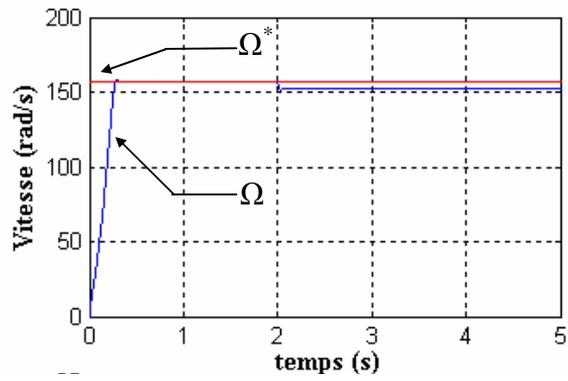
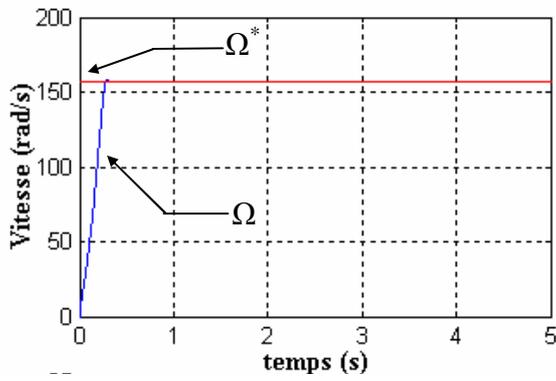


Figure (1.4) . Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

La figure (1.5) présente les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension par un réseau parfaitement sinusoïdal. Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant $t = 2s$.

a) Fonctionnement à vide ($C_r = 0\text{N.m}$)

b) Fonctionnement en charge ($C_r = 5\text{N.m}$)



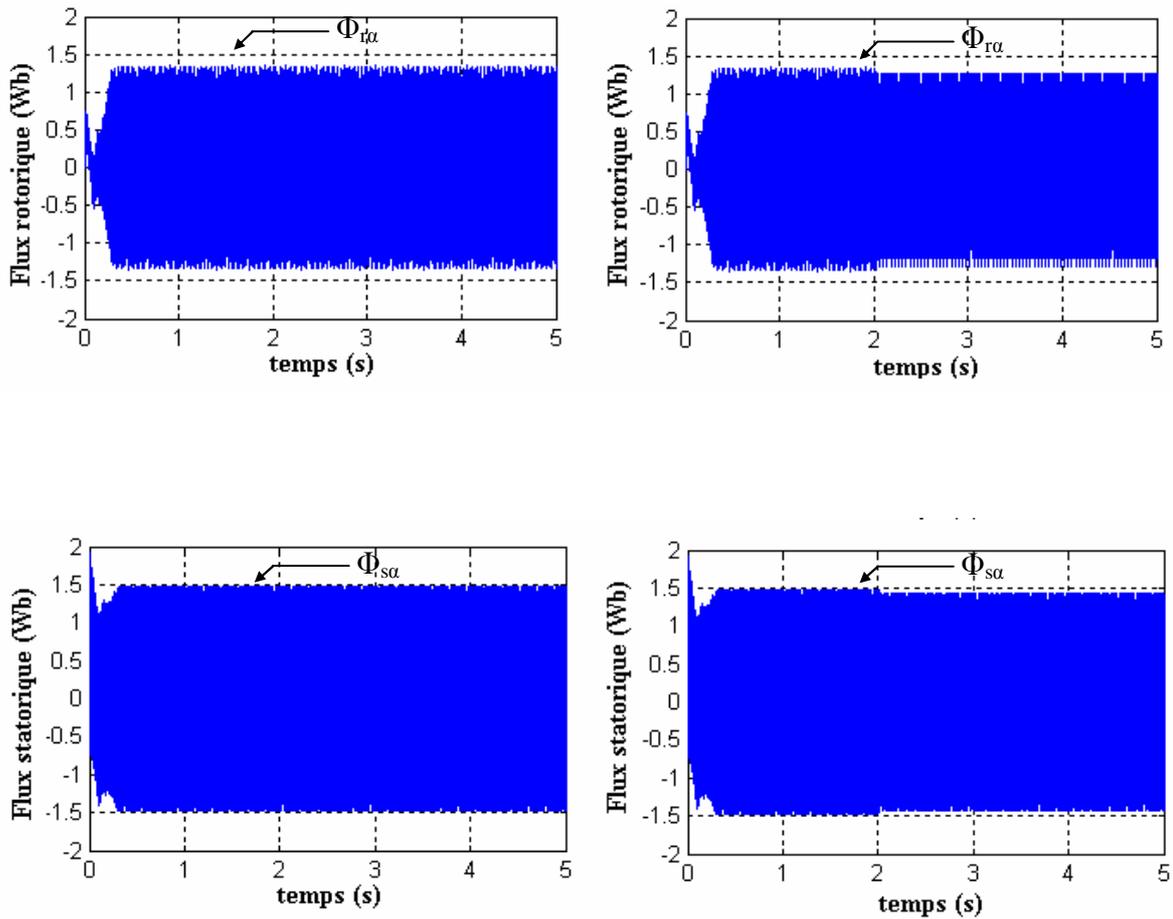


Figure (1.5) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension
(Pour $C_r = 0 \text{ N.m}$ et $C_r=5 \text{ N.m}$)

En démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un croissement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s). Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, après il se stabilise à une valeur nulle (charge nulle). Les flux rotoriques et statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes. Finalement, les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Lors du deuxième essai, correspondant à l'application d'une charge nominale $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant ($t = 2 \text{ s}$), on constate une décroissance de la vitesse, le couple

électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser les oscillations avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Les flux rotoriques et statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

1.6 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande vectorielle.

CHAPITRE 02

COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE

CHAPITRE 02 Commande Vectorielle par Orientation du Flux Statorique

2.1 INTRODUCTION

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet, dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé, ce qui lui permet de disposer des capacités de couple intéressantes notamment à faible vitesse.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celle de la machine à courant continu, il faut par un système de commande extérieure à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, ce qui évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple [4]. Cela est réalisé par la commande vectorielle à flux orienté qui consiste à travailler dans un repère biphasé dont l'axe tournant est porté par la direction du vecteur flux. Le modèle de la MAS est décrit par des grandeurs continues, et le couple électromagnétique s'écrira de façon similaire à celui d'une machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux à la machine asynchrone alimentée en tension, où l'aspect théorique de la commande est présenté. Les structures sont alors simulées en mode de variateurs de vitesse pour différentes charges.

2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

2.2.1 Description

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes, le flux rotorique et le courant statorique (équation (1.28)) qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

$$\checkmark \text{ Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r ; \Phi_{rq} = 0 \quad (2.1)$$

$$\checkmark \text{ Flux statorique : } \Phi_{sd} = \Phi_s ; \Phi_{sq} = 0 \quad (2.2)$$

$$\checkmark \text{ Flux d'entrefer : } \Phi_{gd} = \Phi_g ; \Phi_{gq} = 0 \quad (2.3)$$

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes différentes, la commande vectorielle directe et celle indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux.

2.2.1.1 Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Ce type de contrôle est simple à implanter mais insensible aux variations paramétriques.

2.2.1.2 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, sont La non fiabilité de la

mesure du flux. Dans la partie qui suit, on considère l'orientation du flux statorique pour une commande vectorielle directe.

2.3 ORIENTATION DE FLUX STATORIQUE

Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter le flux statorique suivant l'axe « d » du repère tournant figure (2.1) tel que $\Phi_{sd} = \Phi_s$ (constant) et $\Phi_{sq} = 0$

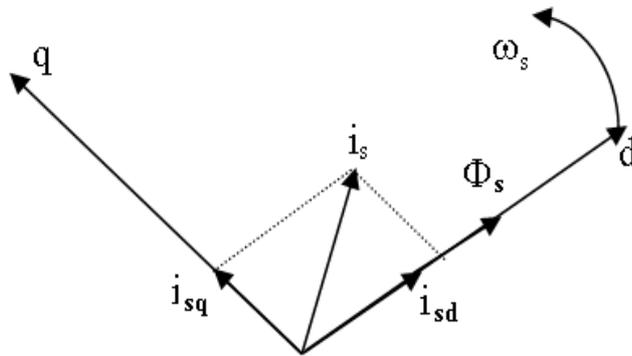


Figure (2.1) : Orientation du flux statorique

On considère l'expression du couple en fonction du flux statorique et du courant statorique (1.27)

$$C_e = p (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (2.4)$$

Dans le cas de l'orientation de Φ_s ($\Phi_{sq} = 0$), le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction du flux statorique et la composante du courant i_{sq}

$$C_e = p (\Phi_{sd} i_{sq}) \quad (2.5)$$

La présente expression est analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \quad (2.6)$$

La composante i_{sq} joue le rôle de courant induit qui, à flux d'excitation donné contrôle le couple. Désormais le contrôle du couple devient linéaire.

Pour obtenir les équations de la machine dans un référentiel lié au flux statorique, on élimine le flux rotorique des équations (1.19), (1.20) et on annule la composante quadrature suivant l'axe « q » du flux statorique, ce qui permet d'obtenir les équations suivantes:

$$(1 + T_r s) \Phi_{sd} - (1 + \sigma T_r s) L_s i_{sd} - \omega_r T_r \sigma L_s i_{sq} = 0 \quad (2.7)$$

$$(1 + \sigma T_r s) L_s i_{sd} - \omega_r T_r (\Phi_{sd} - \sigma L_s i_{sd}) = 0 \quad (2.8)$$

L'expression (2.7) montre qu'il y a un couplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique C_e qui donne le produit de la composante du courant statorique i_{sq} et le flux statorique Φ_s . Par conséquent, si on varie la composante du courant i_{sq} et on fixe la valeur de la composante du courant i_{sd} on obtient une variation dans le flux statorique. Pour éviter cet inconvénient, un découplage doit être conçu pour compenser l'effet du couplage [5], comme le montre la figure (2.2). En prenant $(\text{Reg-}\Phi_s) = G(s)$, le courant i_{sd} est calculé par :

$$i_{sd} = G(s) (\Phi_s^* - \hat{\Phi}_s) + i_{dq} \quad (2.9)$$

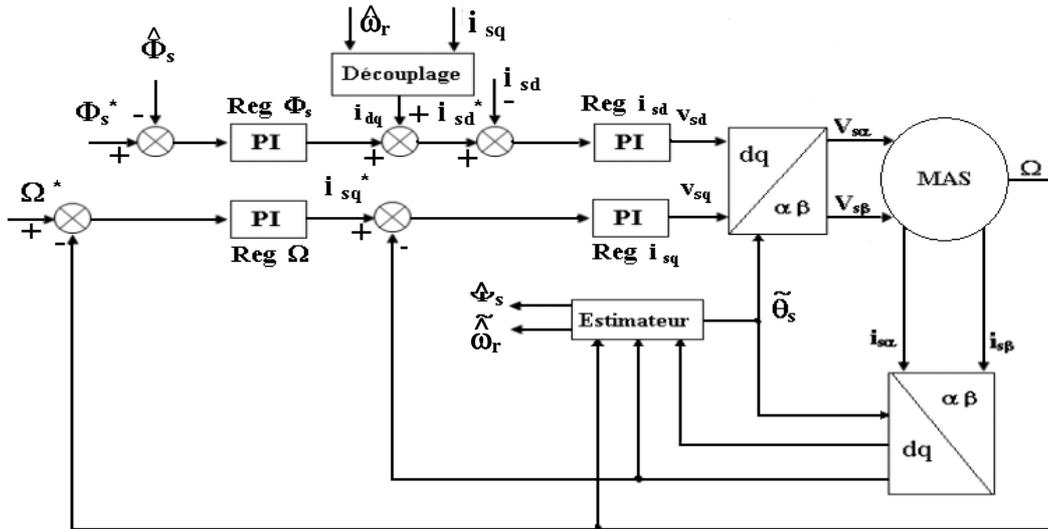


Figure (2.2) : principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la machine asynchrone

$G(s)$: La fonction de transfert du régulateur du flux de type PI.

i_{dq} : Courant compensateur

En remplaçant l'expression (2.9) dans l'expression (2.7), on obtient :

$$(1 + T_r s) \Phi_{sd} = (1 + \sigma T_r s) L_s G(s) (\Phi_s^* - \hat{\Phi}_s) + (1 + \sigma T_r s) L_s i_{dq} - \omega_r T_r \sigma L_s i_{sq} \quad (2.10)$$

Pour vérifier le découplage entre Φ_{sd} et i_{sq} , on impose un courant compensateur i_{dq} donné par :

$$i_{dq} = \frac{\omega_r T_r \sigma i_{sq}}{(1 + \sigma T_r s)} \quad (2.11)$$

La relation (2.9) est un artifice mathématique qui permet sur la condition (2.11) de découpler l'estimateur de flux (2.10), où ω_r est déterminée à partir de l'équation (2.8).

$$\omega_r = \frac{(1 + \sigma T_r s) L_s i_{sq}}{T_r (\Phi_{sd} - \sigma L_s i_{sd})} \quad (2.12)$$

Dans le cas de l'orientation du flux statorique, la relation entre la pulsation de glissement et le couple est non linéaire. Les équations (2.11) et (2.12) décrivent le découplage qui produit la composante i_{sd} pour i_{sq} donné de sorte que Φ_{sd} ne varie pas par aucun changement du couple C_e [5].

2.4 RÉGULATION

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue stabilité, précision et rapidité. Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine.

2.4.1 Régulateur du flux

A partir des équations (2.9) et (2.10) on peut tirer la fonction de transfert suivante :

$$\frac{\Phi_s}{u} = \frac{(1 + \sigma T_r s) L_s}{1 + T_r \cdot s} \quad \text{avec } u = G(s) (\Phi_s^* - \hat{\Phi}_s) \quad (2.13)$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure (2.3)

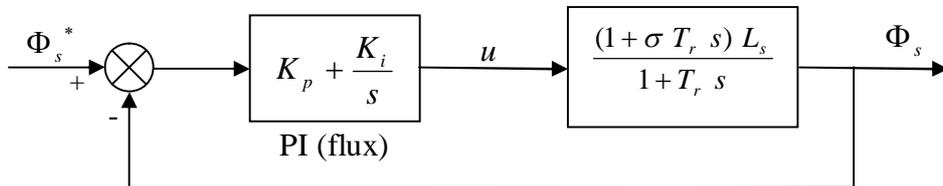


Figure (2.3) : Régulation du flux.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_s^*} = \frac{K_i (1 + \tau_c s) (1 + \sigma T_r s) L_s}{s (1 + T_r s)} \quad (2.14)$$

Avec :

$$\tau_c = \frac{K_p}{K_i}$$

Par compensation du pôle on choisit :

$$\tau_c = T_r$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera de la forme:

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_s^*} = \frac{(1 + \sigma T_r s)}{\left(\frac{1 + K_i \sigma T_r L_s}{K_i L_s}\right) s + 1} \quad (2.15)$$

En imposant une constante de temps τ le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(s) = \tau s + 1 \quad (2.16)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI

$$k_i = \frac{1}{\tau L_s - \sigma T_r L_s} \quad k_p = T_r \frac{1}{\tau L_s - \sigma T_r L_s} \quad (2.17)$$

2.4.2 Régulateur de vitesse

Le schéma bloc de la régulation de vitesse est représenté par la figure (2.4)

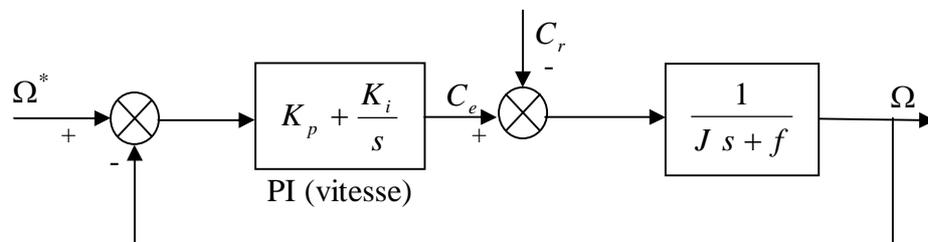


Figure (2.4) : Régulation de la vitesse

La fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul ($C_r = 0$) est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v s)}{f \cdot s \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot s)} \quad (2.18)$$

Avec : $\tau_v = \frac{K_p}{K_i}$

De même par compensation de pôle, on choisit $\tau_v = \frac{J}{f}$ ce qui donne une fonction de transfert en boucle fermée de la forme :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{1}{\frac{f}{K_i} s + 1} \quad (2.19)$$

En imposant une constante de temps τ_v , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(s) = \tau_v s + 1 \quad \text{Par identification, on trouve } K_i = \frac{f}{\tau_v} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{J}{\tau_v} \quad (2.20)$$

2.4.3 Régulateur du courant

Le schéma bloc de la régulation du courant i_s est représenté par la figure (2.5)

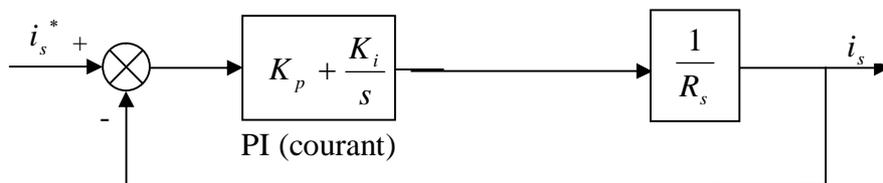


Figure (2.5) : Régulation du courant i_s

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{i_s}{i_s^*} = \frac{(1 + \tau_i s)}{1 + \left(\frac{K_p + R_s}{K_i}\right) s} \quad (2.21)$$

Avec :

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i}$$

En imposant une constante de temps τ_1 , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée aura la forme suivante :

$$P(s) = \tau_1 s + 1 \quad (2.22)$$

Pour un choix convenable de τ_1 et τ_i , on trouve les coefficients :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_s}{\tau_1 - \tau_i} \\ K_p = \frac{R_s \tau_i}{\tau_1 - \tau_i} \end{cases} \quad (2.23)$$

2.5 PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION

Afin de tester la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique de la machine asynchrone, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique. Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans l'annexe [A].

2.5.1 Fonctionnement du moteur lors de la variation de vitesse

Le moteur est initialement chargé ($C_r = 5 \text{ N.m}$) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s , à l'instant $t = 2 \text{ s}$ on inverse le sens de rotation du moteur et en fin à l'instant $t = 4 \text{ s}$, le moteur tourne à une faible vitesse de 50 rad/s . Les résultats de simulation de ce test sont regroupés dans la figure (2.7), où sont présentés, la vitesse, le couple, les tensions et les courants d'une phase statorique. Cette variation entraîne un changement de la fréquence statorique ce qui a influé sur les courants, les tensions, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que le système présente une bonne poursuite, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur. On remarque aussi que les composantes du flux statorique selon l'axe (d,q) sont constantes ($\Phi_{sd} = 1.2 \text{ Wb}$) et ($\Phi_{sq} = 0 \text{ Wb}$), le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue variation de vitesse.

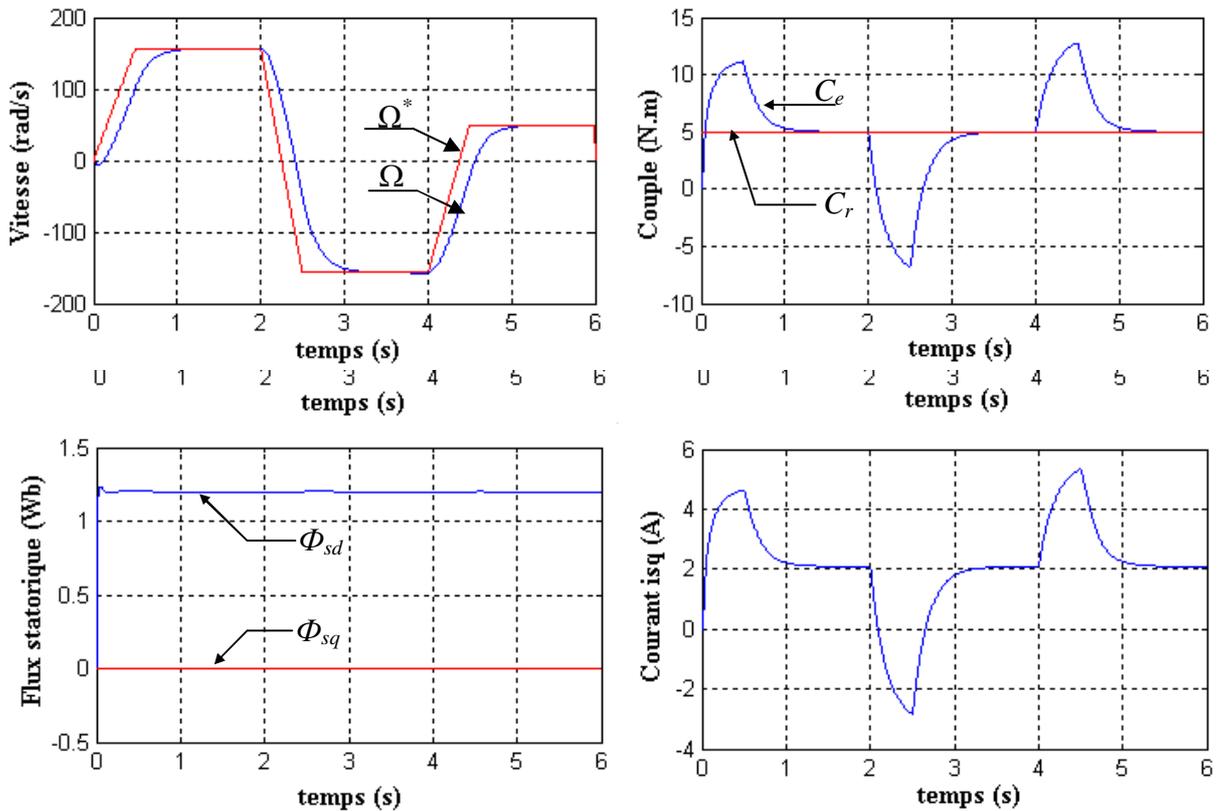


Figure (2.6) : Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse

2.5.2 Fonctionnement du moteur lors de la variation de charge

Dans ces conditions, le moteur tourne à sa vitesse nominale pour un démarrage à vide, à l'instant $t = 2s$, on lui applique une charge de $C_r = 5 \text{ N.m}$ et à l'instant $t = 4s$ on le décharge. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (2.7). Les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les tensions et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe du flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux statorique Φ_s , le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{sd} = 1.2 \text{ Wb}$) et ($\Phi_{sq} = 0 \text{ Wb}$).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne et le courant de phase statorique i_{sq} suit parfaitement la variation de la charge, la vitesse subit une faible variation lors du changement de la charge, puis elle regagne sa valeur de référence

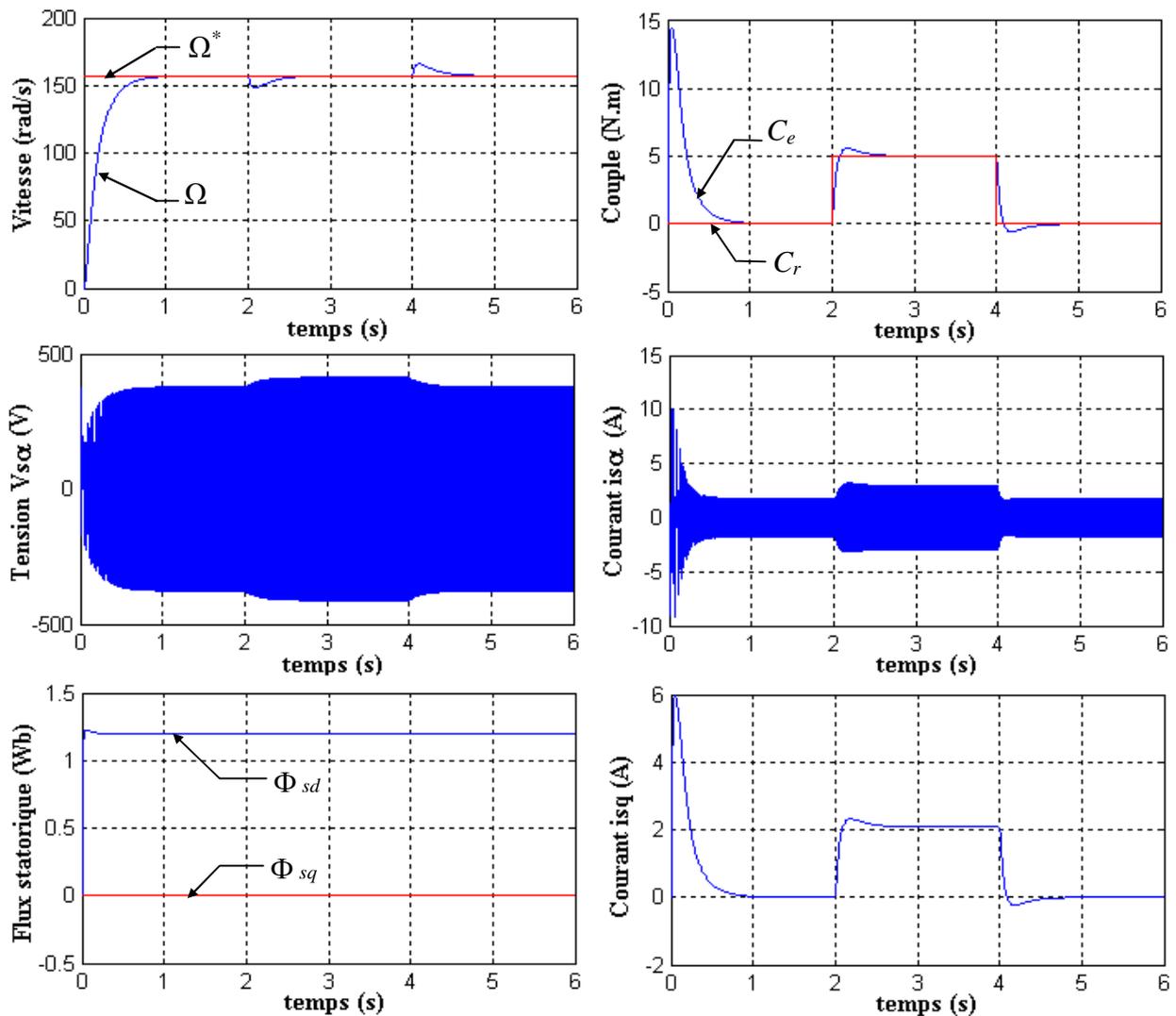
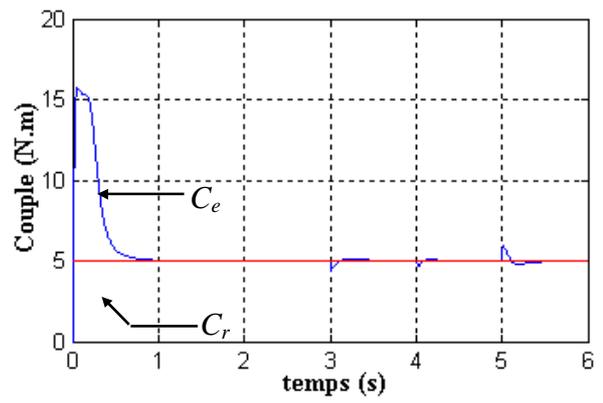
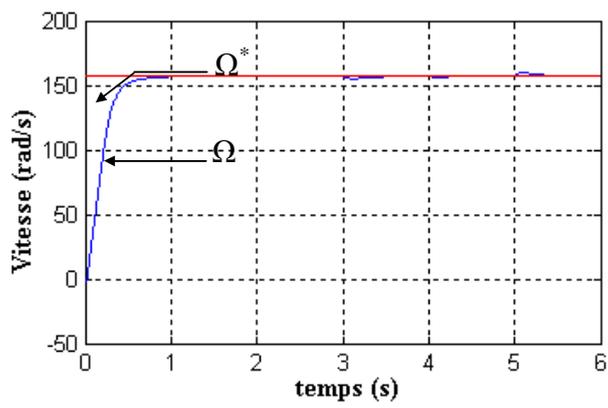
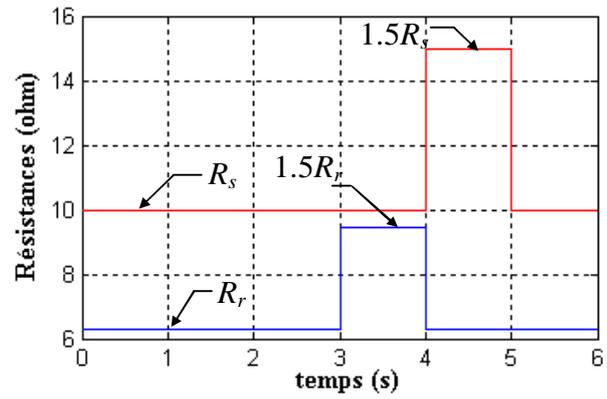


Figure (2.7) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge

2.5.3 Fonctionnement du moteur lors d'une variation paramétrique

La figure (2.8) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique et statorique de +50% de la valeur nominale due à l'échauffement de la machine. Les variations de R_r et R_s seront appliqués respectivement à l'instant $t = 3s$ et $t = 4s$.

Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique et statorique ne donnent aucun changement sur la variation des courbes de vitesse, couple, courant, tension et flux. Le découplage n'est pas touché par cette variation, cela prouve que la commande vectorielle par orientation de flux statorique n'est pas sensible aux variations de la résistance rotorique et statorique.



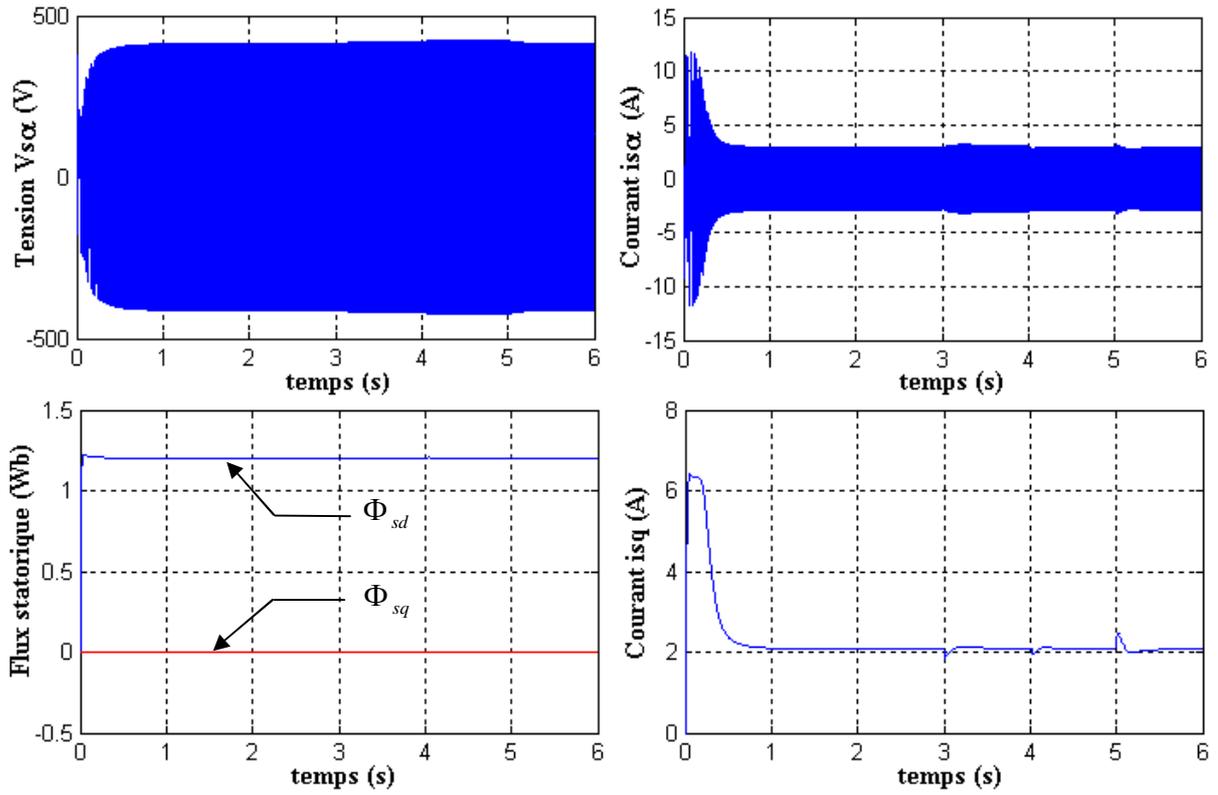


Figure (2.8) : Résultats de simulation lors des variations de la résistance rotorique et statorique.

2.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons montré que la commande vectorielle par orientation du flux statorique est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre les commandes de flux et de couple. Elle a permis par son application au moteur asynchrone, l'obtention de performances dynamiques et statiques comparables à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

De ce fait, nous avons présenté les résultats de simulation lors de l'alimentation de la machine à travers un réseau parfait.

Il est important de noter que les grandeurs d'états ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande vectorielle, sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût (vitesse). Il faut donc les estimer sans utiliser des capteurs. Elles peuvent être reconstituées par des estimateurs ou des observateurs à partir des grandeurs déjà mesurées (courant ou tension). Cela constituera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE 03

DIFFERENTES METHODES D'ESTIMATION ET D'OBSERVATION DU FLUX ET DE VITESSE DE LA MAS

CHAPITRE 3 DIFFERENTES METHODES D'ESTIMATION ET D'OBSERVATION DU FLUX ET DE VITESSE DE LA MAS

3.1 INTRODUCTION

Dans les variateurs de vitesse pour la commande des moteurs asynchrones (où la commande vectorielle est utilisée dans notre cas), la boucle de la vitesse est basée sur la mesure de la vitesse du rotor fournie par un capteur. Or ces capteurs nécessitent une place pour leur installation et posent beaucoup de difficultés liées à leur montage. Ces capteurs sont sensibles aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques.

Afin d'éviter ces difficultés, la mesure de la vitesse de la machine est faite indirectement en utilisant des capteurs des grandeurs électriques et des algorithmes de calcul, qui permettent de reconstituer la vitesse de la machine.

Aussi certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant).

Dans ces conditions, les méthodes d'automatique tel que l'estimation et l'observation sont de plus en plus utilisées pour la reconstitution des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes performantes. [6]

Ce chapitre est consacré à la problématique de reconstitution des deux principales grandeurs :

- ✓ Grandeurs magnétiques tel que le flux magnétique.
- ✓ Grandeurs mécaniques tel que la vitesse de rotation.

Cependant, le contrôle sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles qui auraient pu être obtenues avec des capteurs mécaniques.

Il existe plusieurs méthodes pour la reconstitution de la vitesse :

- ✓ Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants
- ✓ Estimateurs basés sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique

D'ordre 3)

- ✓ Estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS)
- ✓ Utilisation de l'observateur adaptatif
- ✓ Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels)

Dans notre cas les méthodes utilisées sont : un estimateur en boucle ouverte, suivi de l'utilisation de l'observateur réduit et de la technique MRAS. A la fin du chapitre, des simulations sont effectuées Pour chaque méthode et pour différents modes de fonctionnement de la machine.

3.2 LES ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS

3.2.1 Notion d'estimation

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateurs statiques) ou transitoire (estimateurs dynamiques). Ils sont obtenus par une relation directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides.

Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique) [10]. Le schéma bloc d'un tel estimateur est présenté dans la figure suivante :

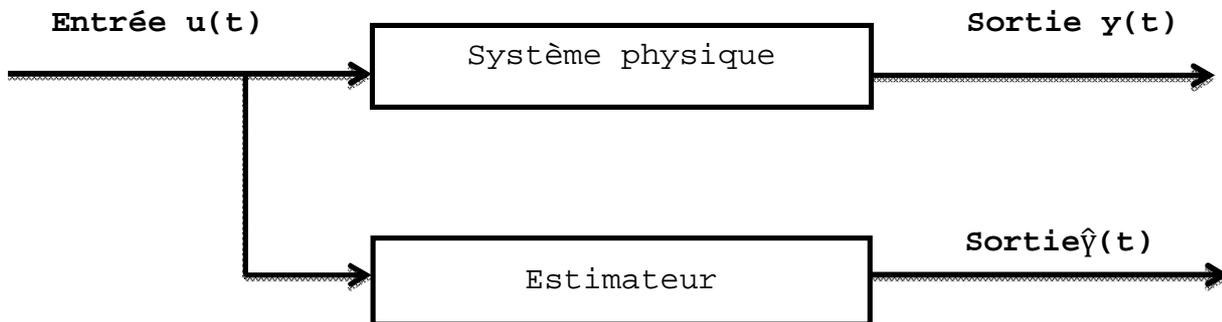


Figure (3.1). Schéma bloc d'un estimateur

Supposons que tous les paramètres de la machine asynchrone sont connus, on peut calculer les valeurs non mesurables telles que la vitesse et le flux à partir des équations du modèle de la machine en utilisant seulement les valeurs mesurables telles que les tensions et les courants. Les deux types d'estimateurs que nous allons étudier sont l'estimateur en BO (boucle ouverte) basé uniquement sur les équations de la machine et l'estimateur à modèle de référence adaptatif (MRAS)

3.2.2 Notion d'observation

Un observateur est défini comme un système qui fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné en se fondant uniquement sur l'information disponible, en l'occurrence des entrées et des sorties du système physique. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système physique, noté x^* , à partir de la connaissance des entrées $u(t)$ et des sorties $y(t)$ mesurables [11]. Alors on peut définir un observateur comme étant un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [5]. Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimateur.

La figure (3.2) montre le schéma général d'un observateur

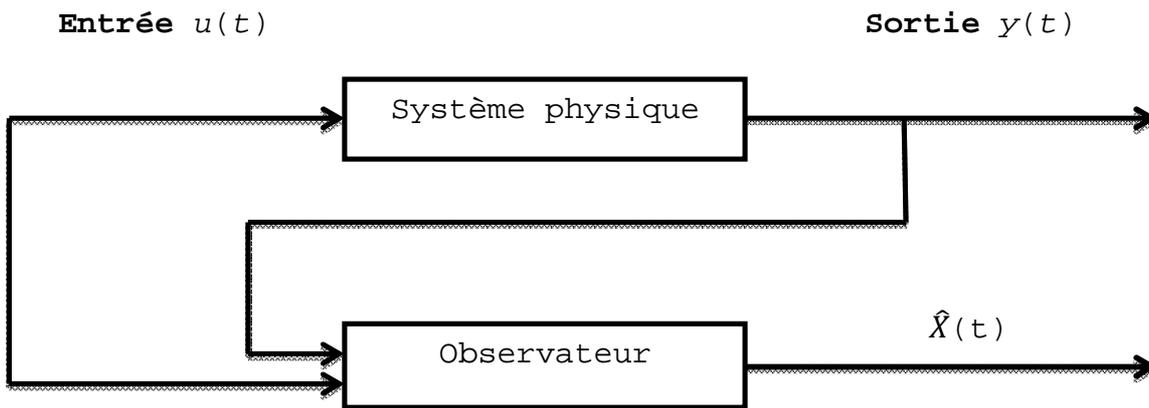


Figure (3.2) .Principe d'un observateur

Pour aborder l'étude et la mise en œuvre d'un observateur, il est indispensable de disposer d'un modèle mathématique du processus observé. Parmi les méthodes d'observation, on peut citer l'observateur déterministe (Luenberger, observateur adaptatif), le filtre de karman et l'observateur à structure variable par mode glissant d'ordre réduit ou d'ordre complet.

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites [12]. Parmi les observateurs déterministes, on trouve l'observateur de Luenberger qui permet de reconstituer l'état 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. Dans sa version étendue, il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système [10].

L'observateur par mode glissant est basé sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement [6].

Les observateurs optimisant un critère statique donnent une estimation optimale (au sens d'un critère statique) de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues. Le filtre de KALMAN appartient à cette classe de reconstituteur d'état, il est

souvent mis en œuvre pour l'estimation du flux statorique ou de la vitesse de la machine asynchrone pour la synthèse des commandes vectorielles. Ce filtre est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statorique, flux statorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état [13].

3.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

Pour les lois de commande de la machine asynchrone, se pose un problème majeur qui est la nécessité d'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, couple). Ceci impose un surcoût et augmente la complexité des montages. Dans certains domaines industriels tels que la sûreté de fonctionnement, le fonctionnement sans capteur mécanique permet d'une part de réduire les coûts de fabrication et de maintenance.

L'objectif premier de ce chapitre est la conception d'une commande vectorielle associée à des techniques d'estimation de la vitesse tel que l'estimateur en boucle ouverte (B.O), l'estimation par système adaptatif à modèle de références (MRAS) et l'observateur déterministe du flux rotorique, cela pour réaliser une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone.

3.3.1 Estimateur en B.O.

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,...).

L'estimateur en B.O utilisé dans ce chapitre est basé sur les équations statoriques pour estimer le flux statorique et les équations rotoriques pour estimer la vitesse.

3.3.1.1 Estimateur de flux statorique

On considère le système d'axes (α, β) lié au stator de la machine. A partir des équations statoriques on a :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

Le calcul du flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.2)$$

Le module du flux statorique et sa phase sont obtenus par :

$$\hat{\Phi}_s = \sqrt{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \quad (3.3)$$

$$\hat{\theta}_s = \arctg\left(\frac{\hat{\Phi}_{s\beta}}{\hat{\Phi}_{s\alpha}}\right) \quad (3.4)$$

Afin de pouvoir réaliser cet estimateur, il est indispensable de connaître la mesure des composants du courant statorique $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ et celles des tensions statoriques $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$

3.3.1.2 Estimateur de vitesse

Dans ce paragraphe, toutes les méthodes concernant l'estimation de la vitesse ne sont pas traitées, dans le cas où le capteur mécanique est supprimé nous citerons la solution la plus simple associée à l'estimateur de flux évoqué au paragraphe précédent. Il s'agit d'une estimation de la vitesse se faisant en boucle ouverte et dont le principe découle de la loi d'autopilotage de la machine asynchrone.

La vitesse électrique de la machine est calculée à partir de l'expression suivante :

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}_s}{dt} - \hat{\omega}_r \quad (3.5)$$

Avec :

$$\hat{\omega}_s = \frac{d\hat{\theta}_s}{dt} = \frac{\hat{\Phi}_{s\alpha} \dot{\hat{\Phi}}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} \dot{\hat{\Phi}}_{s\alpha}}{\hat{\Phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{s\beta}^2} \quad (3.6)$$

Cette estimation est basée sur l'estimation de $\hat{\omega}_r$, faite par la commande vectorielle avec orientation de flux statorique qui s'exprime par :

$$\hat{\omega}_r = \frac{(1 + \sigma T_r S) L_s i_{sq}}{T_r (\hat{\Phi}_{sd} - \sigma L_s i_{sd})} \quad (3.7)$$

Ces équations indiquent que la vitesse estimée de la machine peut être obtenue à partir d'un estimateur de flux statorique. Le schéma bloc d'un tel estimateur de flux statorique et de vitesse est donné par la figure suivante :

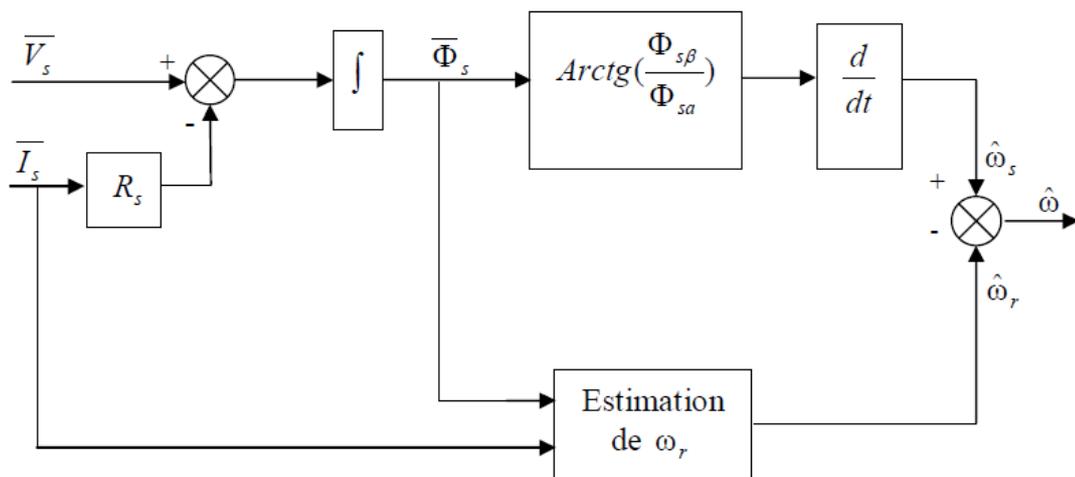


Figure (3.3). Schéma bloc d'un estimateur de flux statorique et de vitesse.

La figure (3.4) présente les performances statiques et dynamiques de l'estimateur en B.O. de la vitesse et du flux de la machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux statorique, avec application d'une charge nominale ($Cr = 5 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 2\text{s}$.

On remarque la superposition des courbes de vitesse estimée et réelle présentant une erreur pratiquement nulle en régime permanent. On remarque également la superposition des courbes

du flux estimé et réel avec une erreur d'estimation nulle. Le couple électromagnétique présente une bonne poursuite à la valeur du couple résistant imposé. L'application d'une charge influée sur le courant statorique $i_{s\alpha}$. Ce dernier présente une augmentation du courant due à l'augmentation de la charge.

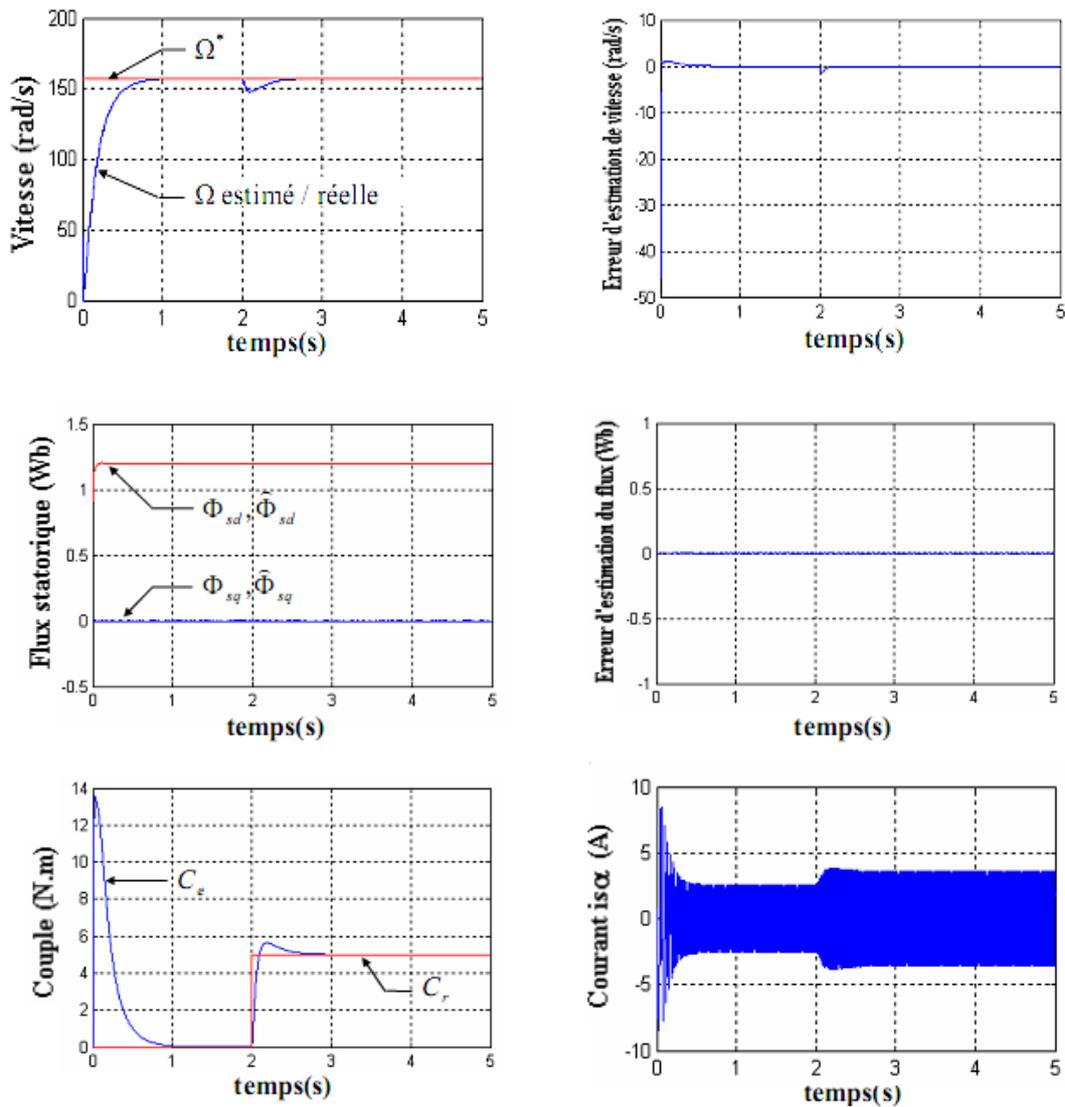


Figure (3.4). Résultats de simulation de la commande sans capteur par Un estimateur en B.O.

3.3.2 Technique MRAS

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone est proposée par Schauderelle est basée sur les sorties de deux estimateurs. Le premier est appelé modèle de référence (modèle en tension), et le deuxième modèle ajustable (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilotes un algorithme d'adaptation générant la vitesse estimée.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées, tel que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive.

L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes :

- ✓ -erreur entre le flux rotorique estimé par le modèle en courant et celui en tension
- ✓ -erreur résultante de produit croisé entre les courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

La structure MRAS la plus courante se base sur les modèles tensions et courants de la machine asynchrone.

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (3.8)$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (3.9)$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt}) \quad (3.10)$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V} - R_s \bar{I}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{I}_s \quad (3.11)$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (3.112)$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \right] dt \quad (3.13)$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation, on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (3.14)$$

Le flux estimé :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (3.15)$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (3.16)$$

Alors l'erreur dynamique est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (3.17)$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$\varepsilon_\alpha = \Phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}$$

$$\varepsilon_\beta = \Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + j(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{r\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{r\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Il vient :

$$\dot{\hat{\epsilon}} = A\hat{\epsilon} + W \quad (3.21)$$

Le flux rotorique provenant de l'équation (3.10) est indépendant de la vitesse mécanique, donc on peut le considérer comme étant le modèle de référence, tandis que l'équation (3.12), qui dépend de la vitesse, produit la valeur estimée du flux rotorique, donc on peut la considérer comme étant le modèle ajustable.

L'erreur entre les valeurs réelles et estimées du flux obtenue par ces deux modèles agit sur un mécanisme d'adaptation convenable qui produit la vitesse estimée. La structure de base du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) est donnée par la figure (3.5) pour l'estimation de la vitesse à partir de l'estimation du flux rotorique.

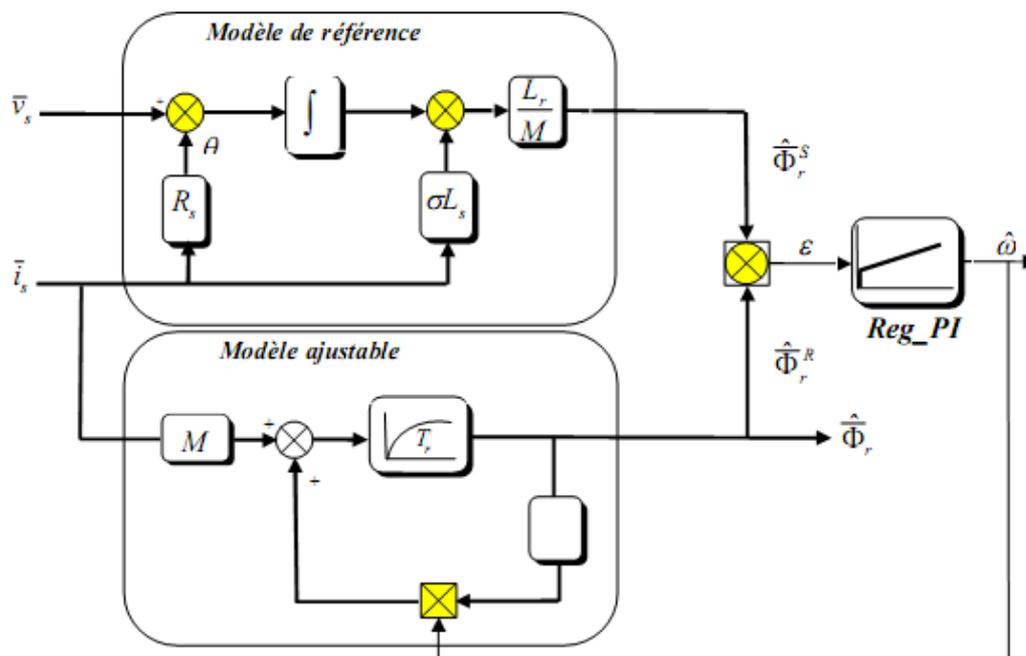


Figure (3.5). Schéma bloc d'un estimateur de flux rotorique et de vitesse par la méthode de MRAS

Pour démontrer la stabilité du modèle choisi, on va utiliser le critère de POPOV. Pour cela on considère l'équation (3.12) prise pour l'estimation du flux et de la vitesse, ce qui nous donne :

$$\frac{d\widehat{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\widehat{\omega}\right) \widehat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (3.22)$$

L'erreur dynamique entre les deux modèles (3.10) et (3.12) est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \widehat{\Phi}_{r\beta} \\ \widehat{\Phi}_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega - \widehat{\omega}) \quad (3.23)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} & \widehat{\Phi}_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} & \widehat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

On peut écrire l'équation (3.11) par :

$$\frac{d}{dt} [\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W] \quad (3.24)$$

Avec :

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

Le critère de POPOV exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (3.25)$$

Pour satisfaire cette condition Schauder [14] propose la loi d'adaptation suivante :

$$\widehat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \quad (3.26)$$

Où γ^2 constante positive. En utilisant l'équation (3.14) tout en remplaçant ε et W par leurs valeurs dans (3.13), on obtient :

$$\int_0^t \left\{ [\varepsilon_\alpha \widehat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \widehat{\Phi}_{r\alpha}] \left[\omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \right] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (3.27)$$

La solution de cette équation peut être trouvée à l'aide de la relation suivante :

$$\int_0^t K \left(\frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2 \quad K \geq 0 \quad (3.28)$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'inégalité de POPOV (3.16), on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = K_i [\varepsilon_\beta(\widehat{\Phi}_{r\alpha}) - \varepsilon_\alpha(\widehat{\Phi}_{r\beta})] \\ Q_2 = K_p [\varepsilon_\beta(\widehat{\Phi}_{r\alpha}) - \varepsilon_\alpha(\widehat{\Phi}_{r\beta})] \end{cases} \quad (3.29)$$

Après le développement des calculs, on trouve :

$$\begin{cases} Q_1 = K_i (\overline{\Phi}_r \wedge \widehat{\Phi}_r) \\ Q_2 = K_p (\overline{\Phi}_r \wedge \widehat{\Phi}_r) \end{cases} \quad (3.30)$$

En remplaçant l'équation (3.25) dans l'équation (3.26), on obtient la valeur estimée $\widehat{\omega}$ donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\widehat{\omega} = K_p \left[(\overline{\Phi}_r \wedge \widehat{\Phi}_r) + K_i \int_0^t (\overline{\Phi}_r \wedge \widehat{\Phi}_r) d\tau \right] \quad (3.31)$$

Ce qui conduit à :

$$\widehat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\overline{\Phi}_r \wedge \widehat{\Phi}_r) \quad (3.32)$$

On peut trouver l'estimation du flux statorique à partir de l'équation magnétique donnée par l'équation suivante :

$$\widehat{\Phi}_s = \left(\frac{M}{L_r} \right) \widehat{\Phi}_r + (\sigma L_s) \overline{I}_s \quad (3.33)$$

On prend les tensions et les courants statoriques biphasés comme des grandeurs d'entrées du bloc MRAS qui délivre le flux réel et le flux estimé, leur erreur injectée dans le dispositif de régulation (PI) nous donne finalement la vitesse estimée. La figure (3.6) présente les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse avec une application d'une charge de valeur nominale $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$.

On remarque que le flux et la vitesse donnent une bonne poursuite d'estimation avec Une erreur d'estimation qui tend vers zéro. Le couple suit la valeur du couple imposé et l'application d'une charge influe sur le courant statorique $i_{\alpha s}$.

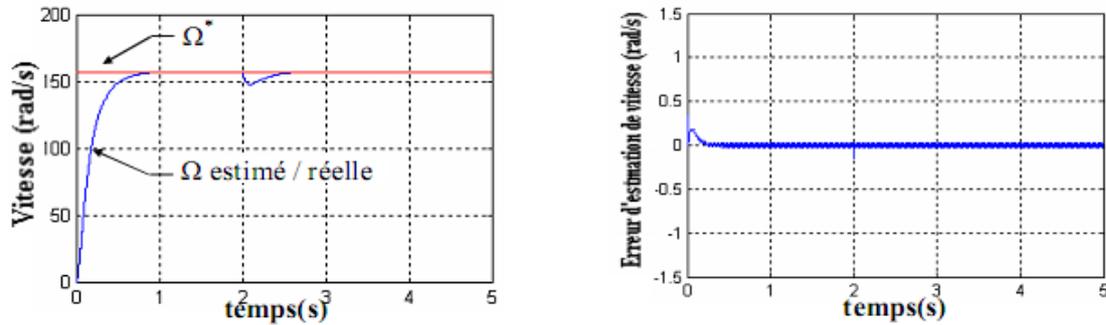


Figure (3.6.a). Résultats de simulation de la commande sans capteur Par la technique MRAS

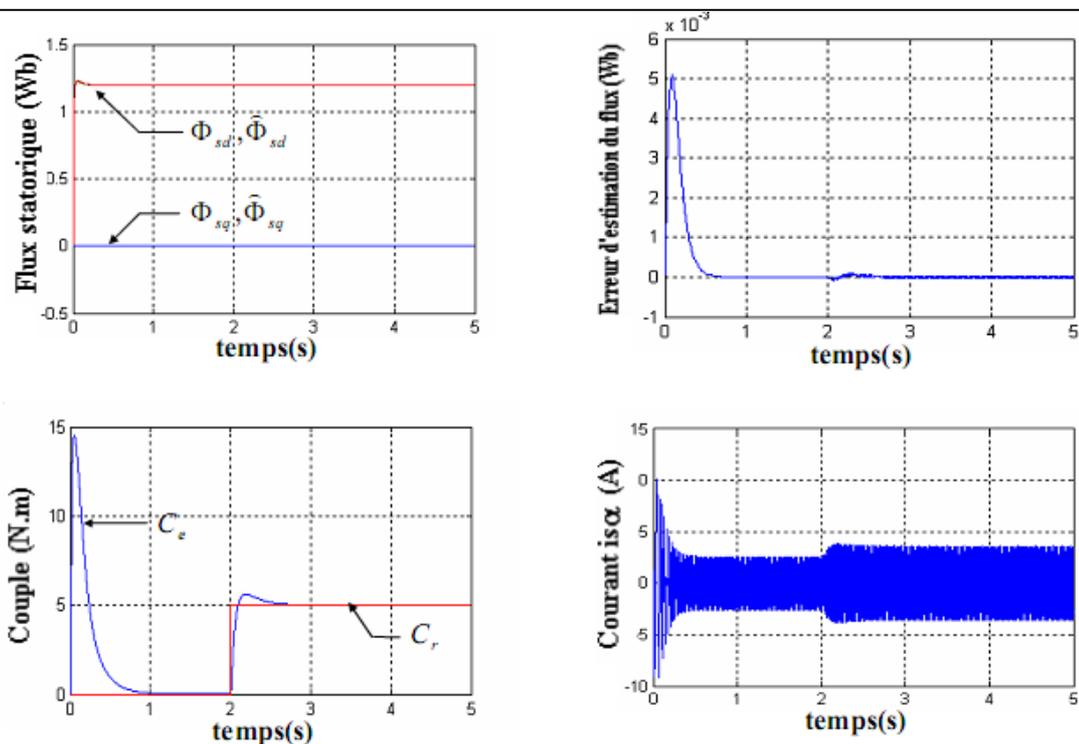


Figure (3.6.b). Résultats de simulation de la commande sans capteur Par la technique MRAS

3.3.3 Observateur d'ordre réduit

Un observateur d'ordre réduit est un observateur simple qui consiste à choisir comme variables d'états que les grandeurs non mesurables, dans notre cas, on choisit à observer les grandeurs magnétiques.

3.3.3.1 Observateur du flux rotorique

Pour l'observation du flux rotorique, on reconsidère le modèle de la machine donné sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{I}_s}{dt} = a_{11}\bar{I}_s + a_{12}\bar{\Phi}_r + B_1\bar{V}_s \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = a_{21}\bar{I}_s + a_{22}\bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (3.34)$$

Avec :

$$a_{11} = -\left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2}\right) \frac{1}{\sigma L_s}, \quad a_{21} = \frac{M}{T_r}, \quad a_{22} = -\frac{1}{T_r} + j\omega$$

$$a_{12} = \frac{\lambda}{T_r} - j\omega\lambda, \quad \lambda = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

L'observateur est représenté par l'équation (3.33) qui est basée à partir de l'équation (3.34)

$$\frac{d\hat{\Phi}_r}{dt} = (a_{21} - K a_{11})\bar{I}_s + (a_{22} - K a_{12})\hat{\Phi}_r + K \frac{d\bar{I}_s}{dt} - K B_1 \bar{V}_s \quad (3.35)$$

$K = k_1 + j k_2$ représente un gain complexe de l'observateur.

On peut calculer les gains K_1 et K_2 de l'observateur par l'imposition des pôles

($-\alpha_d \pm B_d$) à la dynamique de l'erreur d'estimation de flux

L'erreur de flux est donnée par :

$$\frac{d\bar{e}}{dt} = \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - \frac{d\hat{\Phi}_r}{dt} = (-K a_{12} + a_{22})\bar{e} \quad (3.36)$$

$$-\alpha_d + j\beta_d = -K a_{12} + a_{22} \quad (3.37)$$

On trouve :

$$\begin{bmatrix} \alpha_d \\ \beta_d \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} K_1 + 1 & -K_2 \\ -K_2 & K_1 + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

3.3.3.2 Estimation du flux statorique

On peut trouver l'estimation du flux statorique à partir de l'équation magnétique qui est donnée par l'équation suivante :

$$\widehat{\Phi}_s = \left(\frac{M}{L_r}\right) \widehat{\Phi}_r + (\sigma L_s) \bar{I}_s \quad (3.39)$$

Le schéma bloc de l'observateur du flux est représenté par la figure suivante :

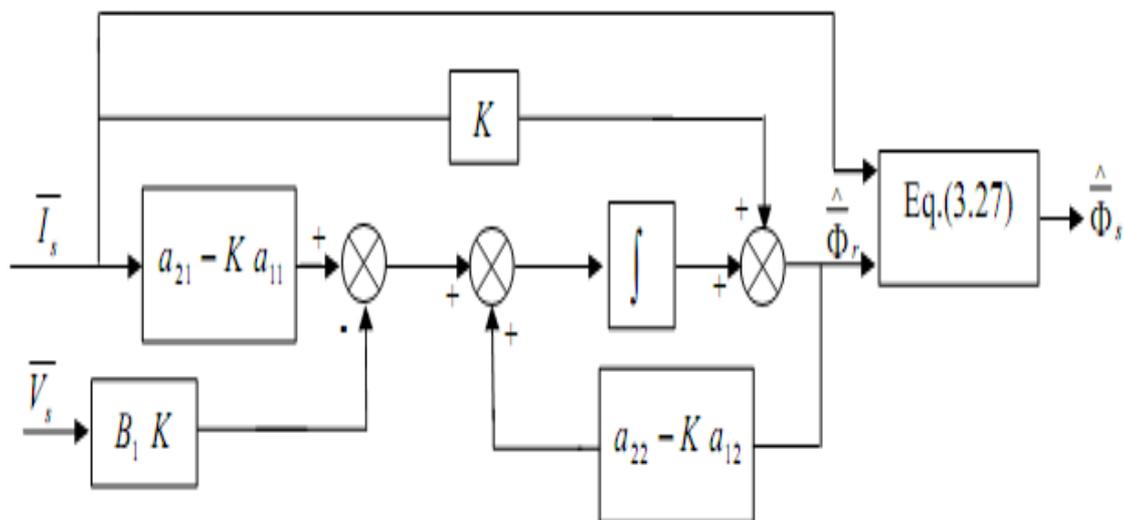


Figure (3.7) . Schéma bloc d'un observateur de flux rotorique

3.3.3.3 Estimation de la vitesse

Un simple estimateur de la vitesse peut être obtenu à partir de la première équation de (3.33) ou la tension statorique complexe est donnée par :

$$\bar{V}_s = \frac{1}{B_1} \frac{d\bar{I}_s}{dt} - \frac{a_{11}}{B_1} \bar{I}_s - \frac{a_{12}}{B_1} \widehat{\Phi}_r \quad (3.40)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s a_{11} i_{s\alpha} - \frac{M}{L_r T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} - \frac{M}{L_r T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} \hat{\omega} \\ V_{s\beta} = \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s a_{11} i_{s\beta} - \frac{M}{L_r T_r} \hat{\Phi}_{r\beta} - \frac{M}{L_r T_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} \hat{\omega} \end{cases} \quad (3.41)$$

$$\hat{\omega} = \frac{L_r \hat{\Phi}_{r*} [\bar{V}_s + \sigma L_s (a_{11} \bar{I}_s - \dot{I}_s)]}{M \hat{\Phi}^2} \quad (3.42)$$

$$\text{Avec } \hat{\Phi} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}$$

3.3.3.4 Résultats de simulation

La figure (3.8) montre le comportement de l'observateur du flux rotorique, avec estimation de la vitesse de la machine asynchrone sous charge nominale appliquée à l'instant $t= 2s$.

On remarque que le flux statorique et la vitesse donnent une bonne poursuite d'estimation avec une erreur dynamique et statique nulles. Cet observateur présente de bonnes performances du point de vue précision. Le couple suit la valeur du couple imposé et l'application d'une charge influe sur le courant statorique $i_{\alpha s}$.

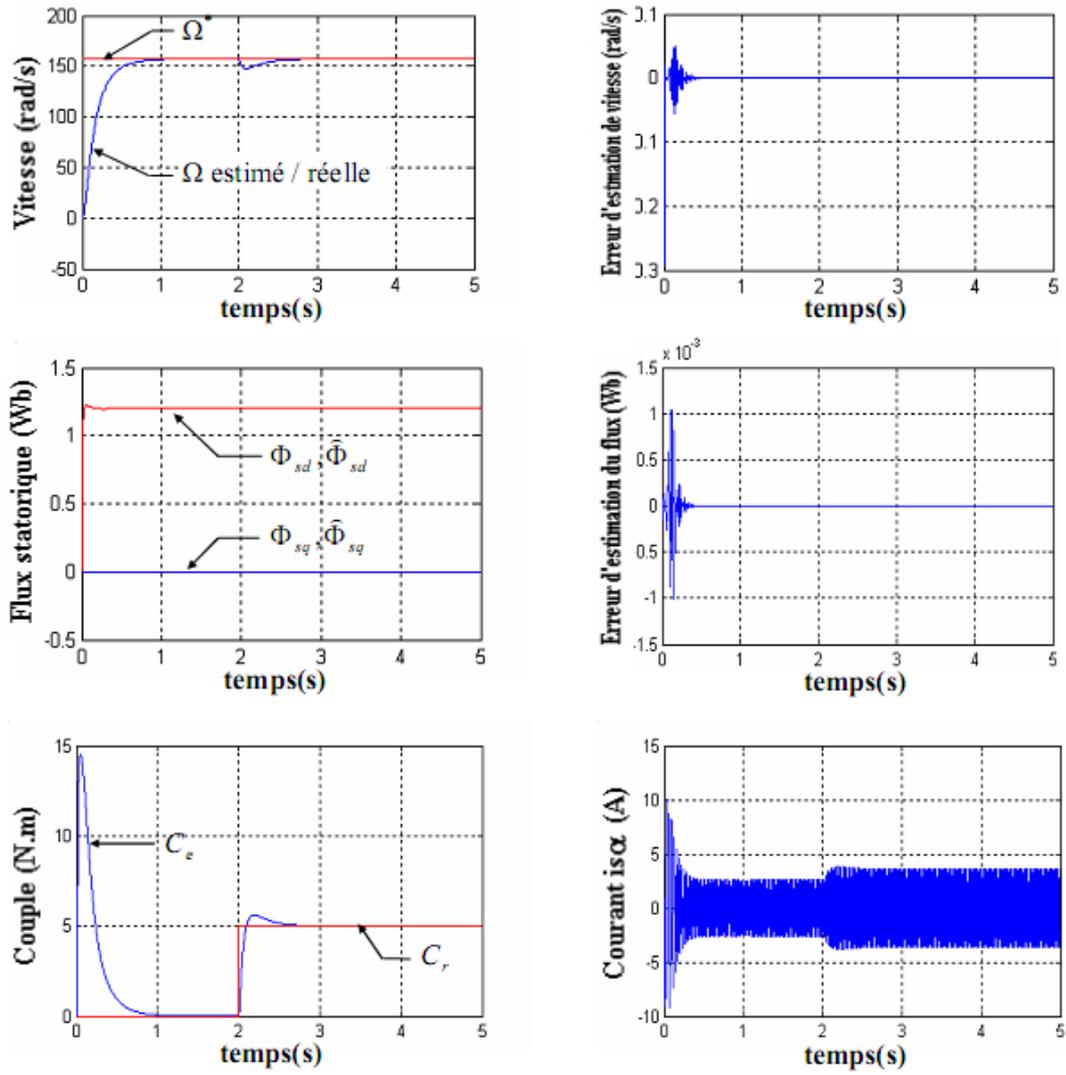


Figure (3.8). Résultats de simulation de la commande sans capteur par un observateur du flux rotorique

3.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des méthodes d'estimation du flux statorique et de vitesse d'une machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux statorique sans capteurs de flux et de vitesse. Pour cela nous avons utilisé trois méthodes d'estimation, un estimateur simple de flux en B.O., un estimateur par la technique MRAS, et un observateur du flux rotorique.

En dernier lieu, on peut conclure que l'observateur donne de bonne estimation du point de vue précision, mieux que celles obtenues par l'estimateur car l'observateur utilise un terme correcteur, ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduite dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction K . Pour démontrer ces observations, une étude comparative entre les différentes techniques d'estimation sera présenté dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 ETUDE COMPARATIF ENTRE LES DIFFERENTES METHODES D'ESTIMATION DE LA VITESSE

4.1 Introduction

Dans le présent chapitre, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques des estimateurs et des observateurs présentés dans le chapitre précédent, dans le but d'évaluer l'influence de la commande sans capteur de vitesse sur les performances dynamiques du système. Ceci conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle sans capteur selon les impositions des cahiers de charges du système à vitesse variable.

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque méthode d'estimation du flux et de vitesse. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et les paramètres de la machine tels que la résistance statorique et rotorique.

Pour les tâches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisée en utilisant une même consigne de vitesse (157 rad/s), pour une charge nominale de (5 N.m), et pour le flux statorique de référence de (1.2 Wb).

4.2 Fonctionnement du moteur à vitesse variable

Les figures (4.1), (4.2) et (4.3) présentent les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse, la machine tourne à la vitesse nominale, à l'instant $t = 1.25s$, on applique une inversion de vitesse et pour tester le fonctionnement de la machine à faible vitesse, on la fait tourner à (10 rad/s) à l'instant $t = 2.5s$, et à l'instant $t = 3.75s$, la vitesse devient nominale.

Ces figures montrent que la vitesse estimée suit sa nouvelle référence dans les trois cas par contre l'estimateur en B.O. présente un temps de réponse supérieur à l'estimateur MRAS et l'observateur. Les trois courbes du flux présentent des petites fluctuations à chaque instant de variation de la vitesse. Les couples donnés par ces méthodes subissent un pic de transition pour chaque instant de variation de la vitesse puis regagnent leurs valeurs de références.

Même remarque pour les courants qui présentent des oscillations lors du régime transitoire.

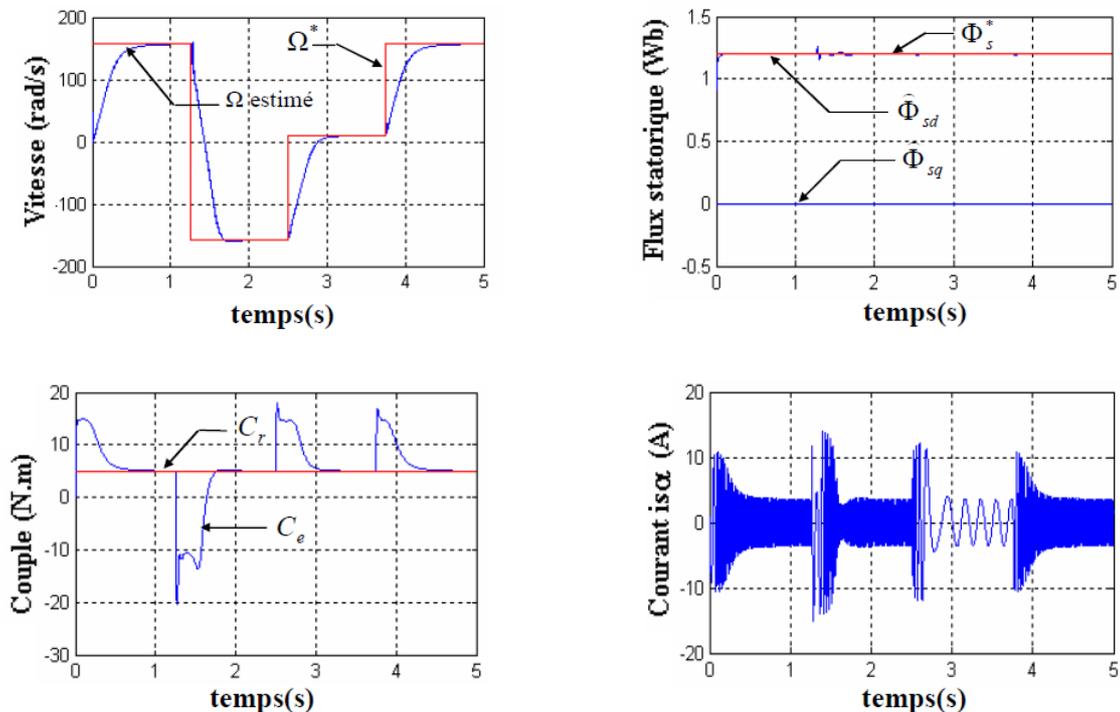


Figure (4.1) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un estimateur en B.O.

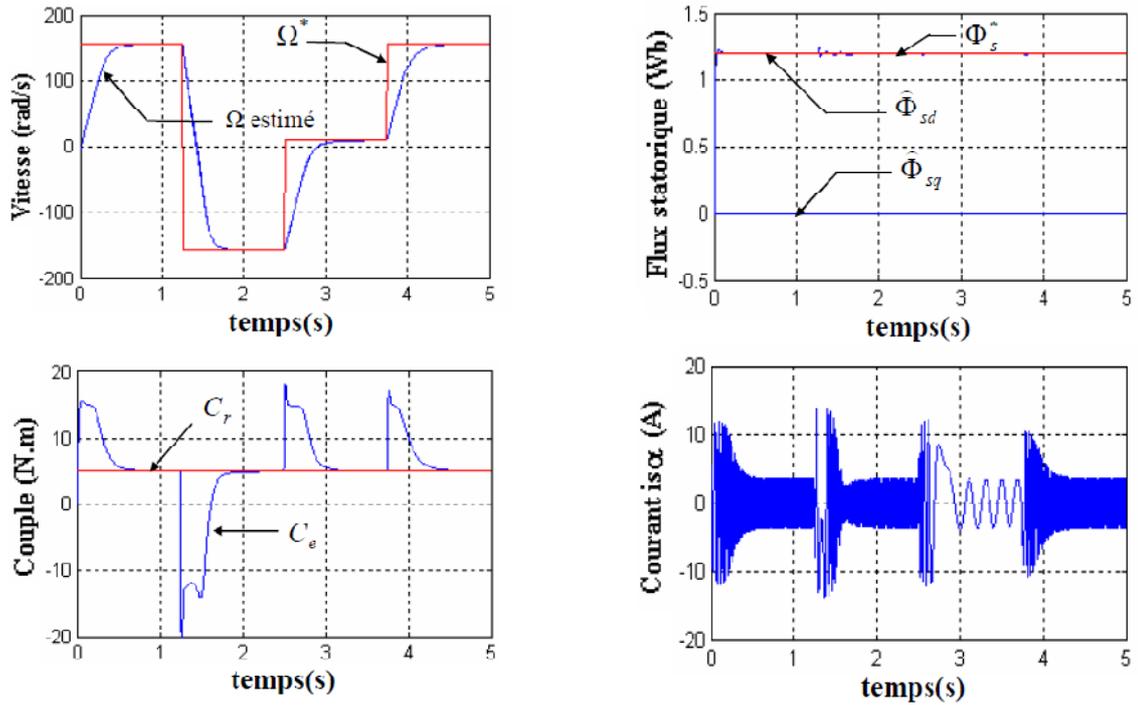


Figure (4.2) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant la technique MRAS

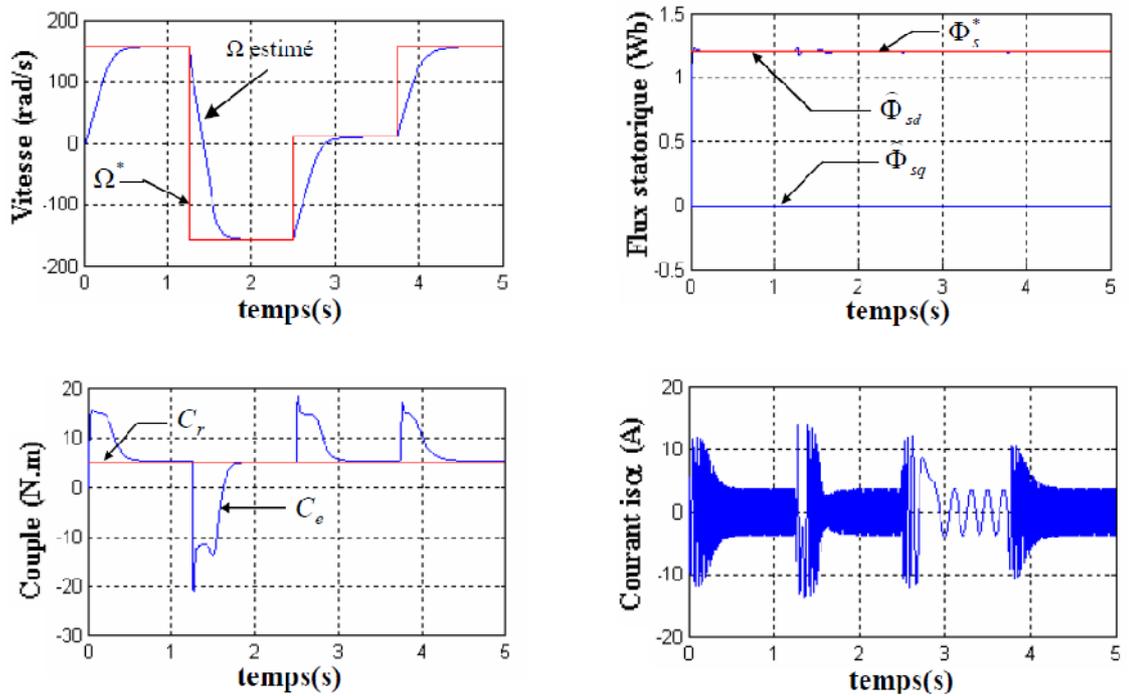


Figure (4.3) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant un observateur du flux rotorique

4.3 Fonctionnement du moteur lors de la variation de la charge

Ce test est représenté par les figures (4.4), (4.5) et (4.6) où on applique un couple résistant ($C_r = 5 \text{ N.m}$) entre $t_1 = 1.25 \text{ s}$ et $t_2 = 2.5 \text{ s}$. Puis on applique une augmentation de (+100% C_r) entre $t_1 = 2.5 \text{ s}$ et $t_2 = 3.75 \text{ s}$, finalement on prend à nouveau la valeur nominale.

On constate également que la vitesse estimée subit une faible variation lors du changement de la charge puis elle regagne sa valeur de référence dans les trois méthodes.

Les trois courbes de flux convergent vers la valeur de référence (1.2 Wb) et restent toujours constants quel que soit les variations appliquées sur le couple. Nous constatons également que le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence et les courbes de courants présentent des oscillations lors du régime transitoire.

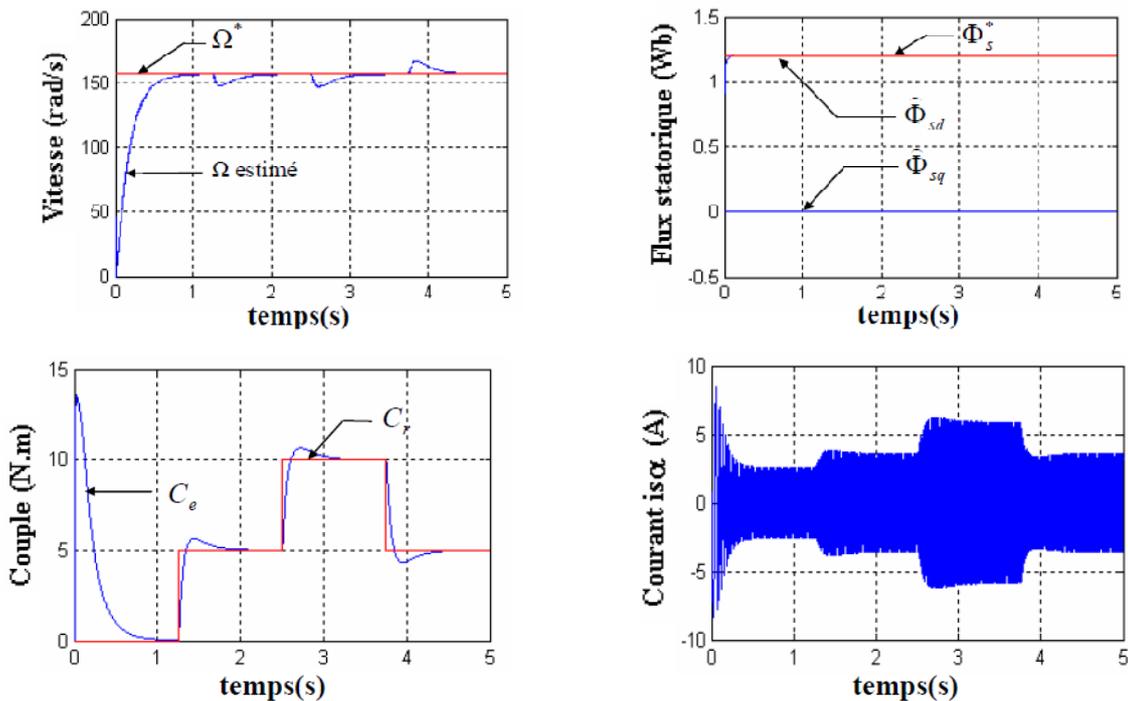


Figure (4.4) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant l'estimateur en B.O.

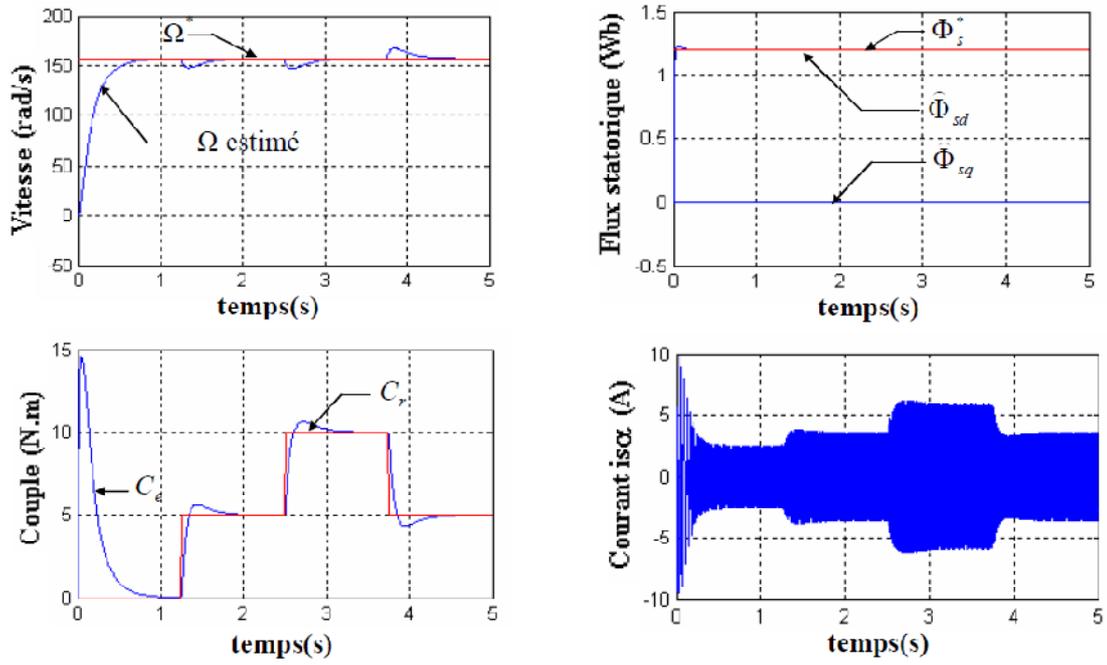


Figure (4.5) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant la technique MRAS

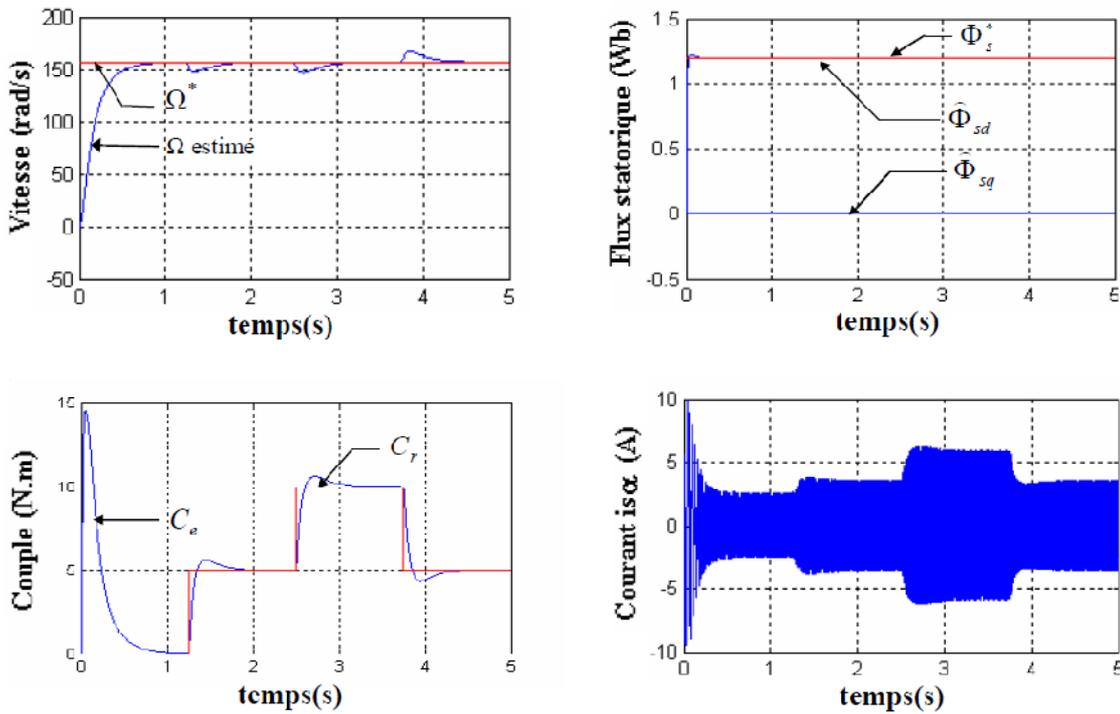


Figure (4.6) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant un observateur du flux rotorique

4.4 Test de robustesse contre les variations de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de la variation de la résistance rotorique R_r , qui a été augmentée de 50% à l'instant $t = 1.25s$ jusqu'à $t = 3.75s$. Puis elle prend à nouveau sa valeur nominale ($R_r = 6.3 \text{ ohm}$) avec une valeur nominale de la résistance statorique.

Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (4.7), (4.8) et (4.9).

On remarque que la vitesse estimée et le couple suivent parfaitement leurs valeurs de références avec de faibles fluctuations lors de la variation de la résistance rotorique. Le flux reste toujours constant quel que soit les variations appliquées sur la résistance rotorique. Les courbes des courants présentent des oscillations lors du régime transitoire.

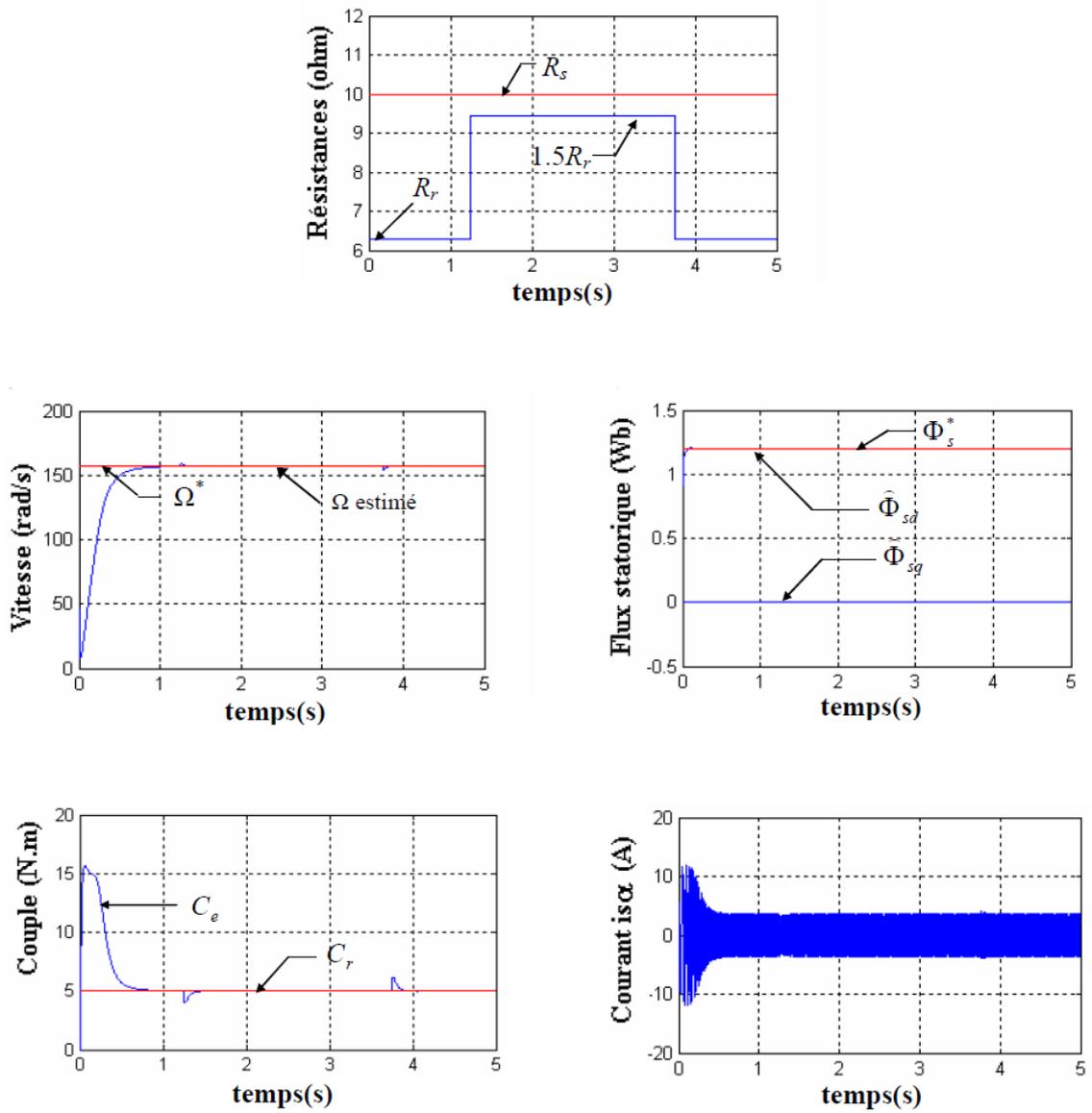


Figure (4.7) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant l'estimateur en B.O.

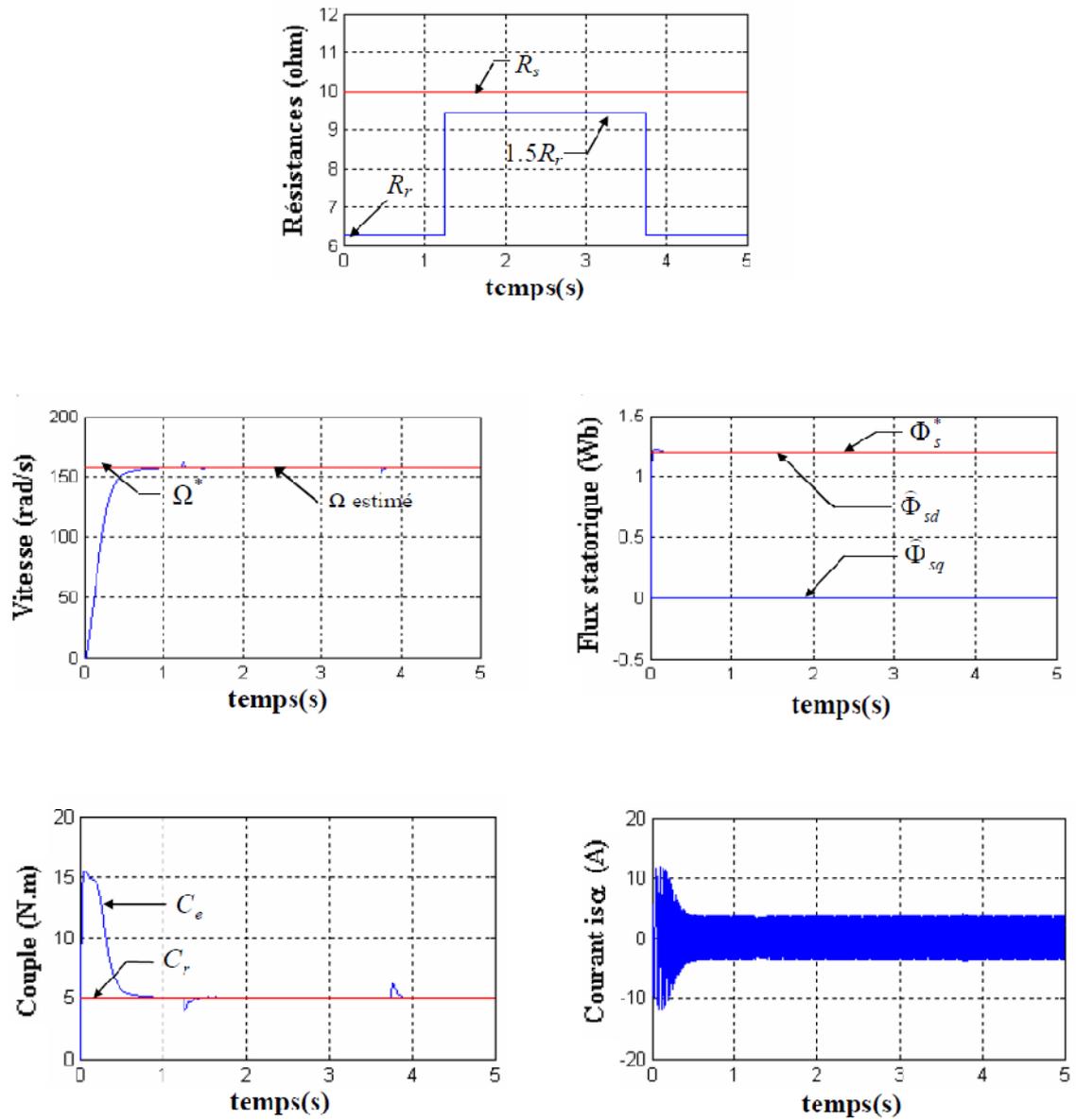


Figure (4.8) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant la technique

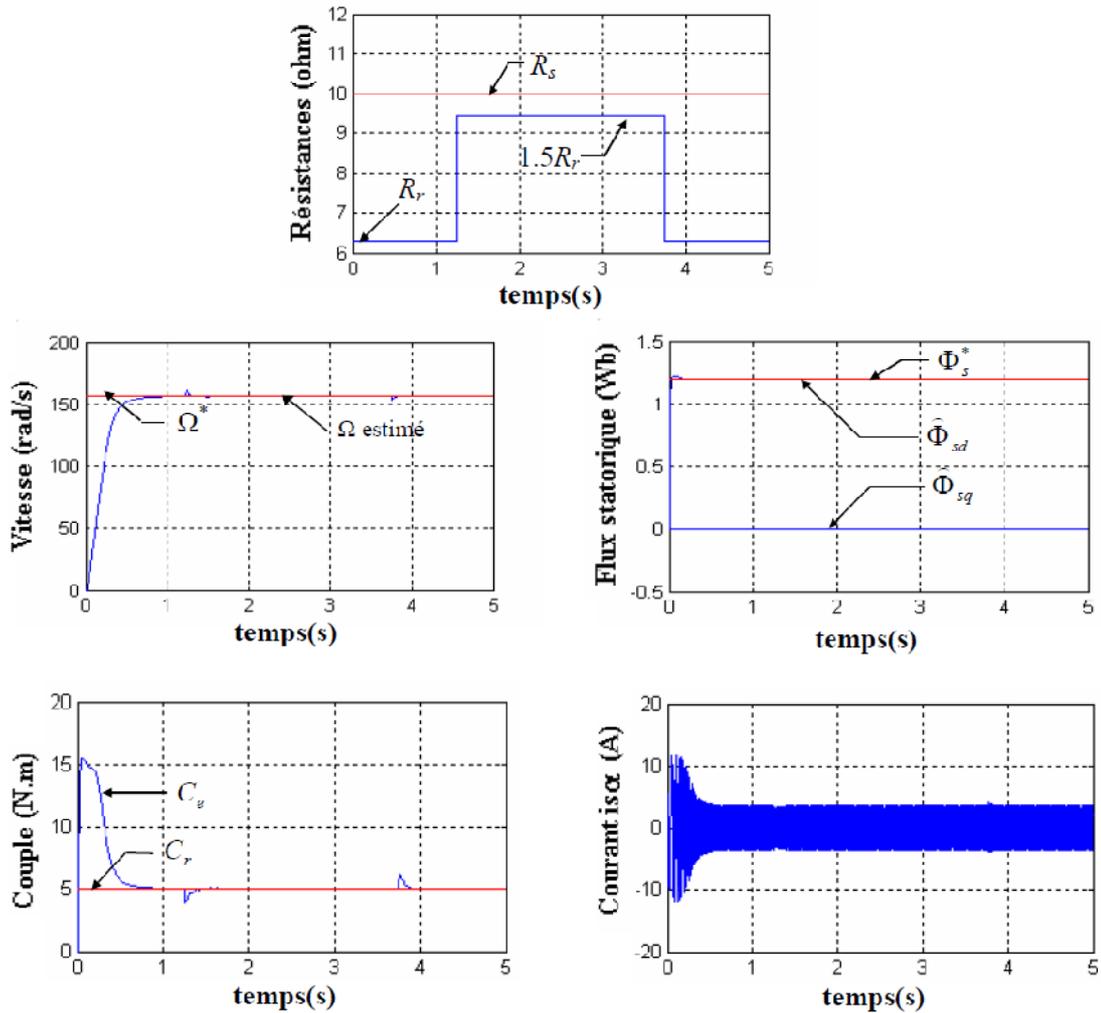


Figure (4.9) . Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance rotorique en utilisant un observateur du flux rotorique

4.5 Test de robustesse contre les variations de la résistance statorique

Les figures (4.10), (4.11) et (4.12) présentent respectivement les résultats de simulation obtenus par l'estimateur en B.O, l'estimateur par la technique MRAS et l'observateur lors de la variation de la résistance statorique R_{sd} de +50% de sa valeur nominal entre les instants $t = 1.25s$ et $t = 3.75s$.

La vitesse estimée, le couple et le flux suivent leurs valeurs de références avec des faibles fluctuations au niveau de la vitesse et le couple de la machine au moment de la variation de la résistance statorique.

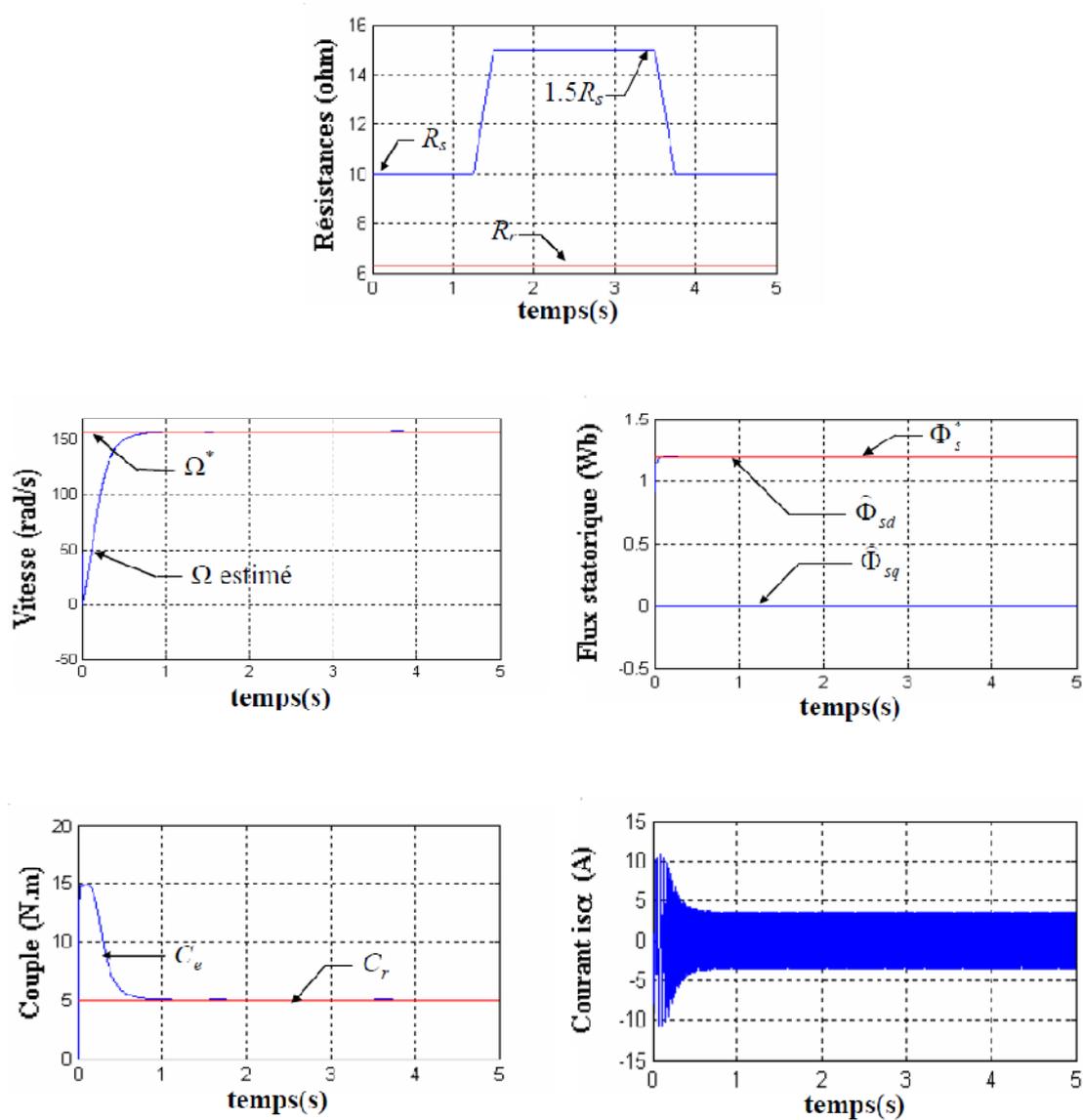


Figure (4.10) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la résistance statorique en utilisant un estimateur B.O.

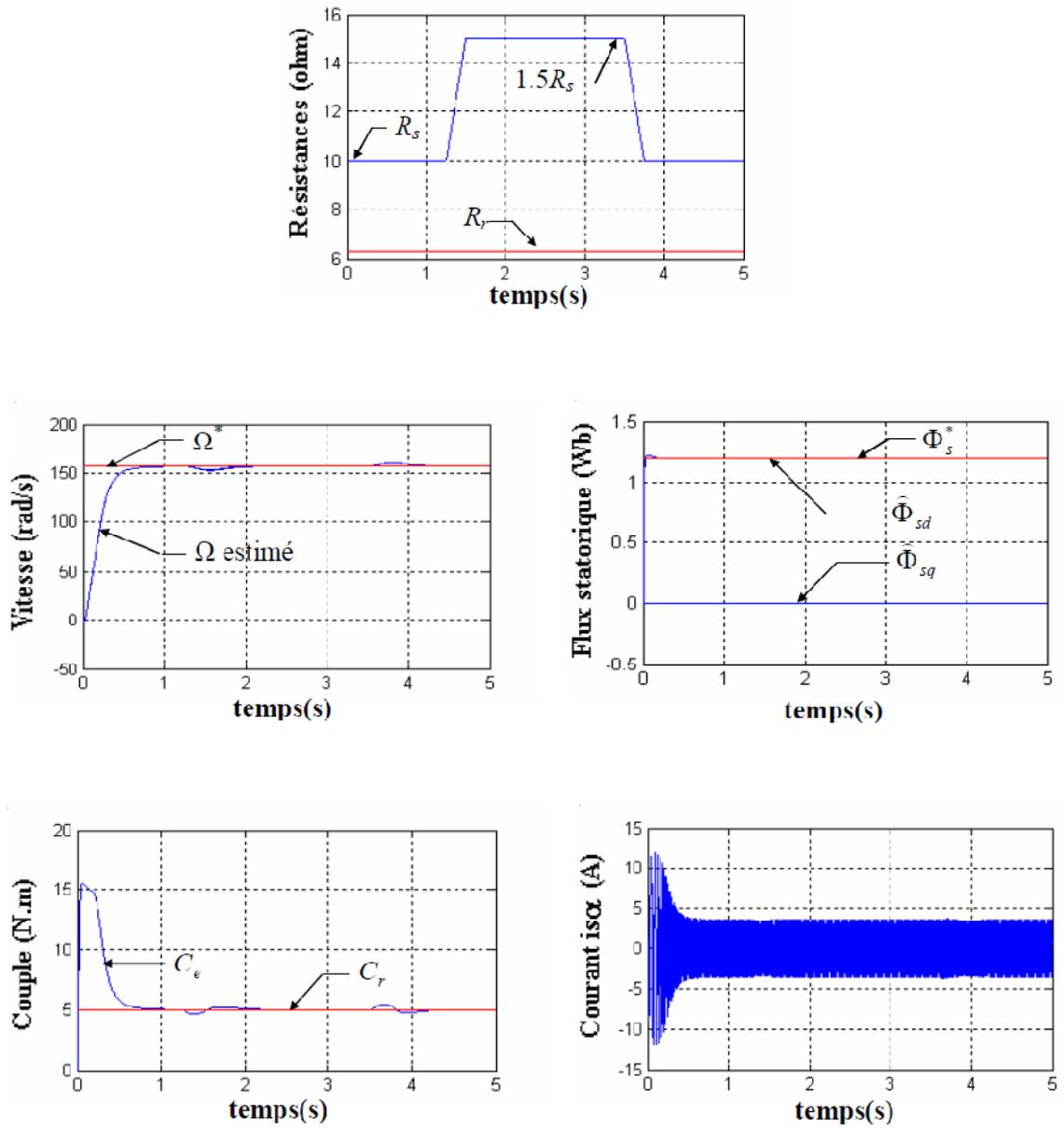


Figure (4.11) . Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la Résistance statorique en utilisant la technique MRAS

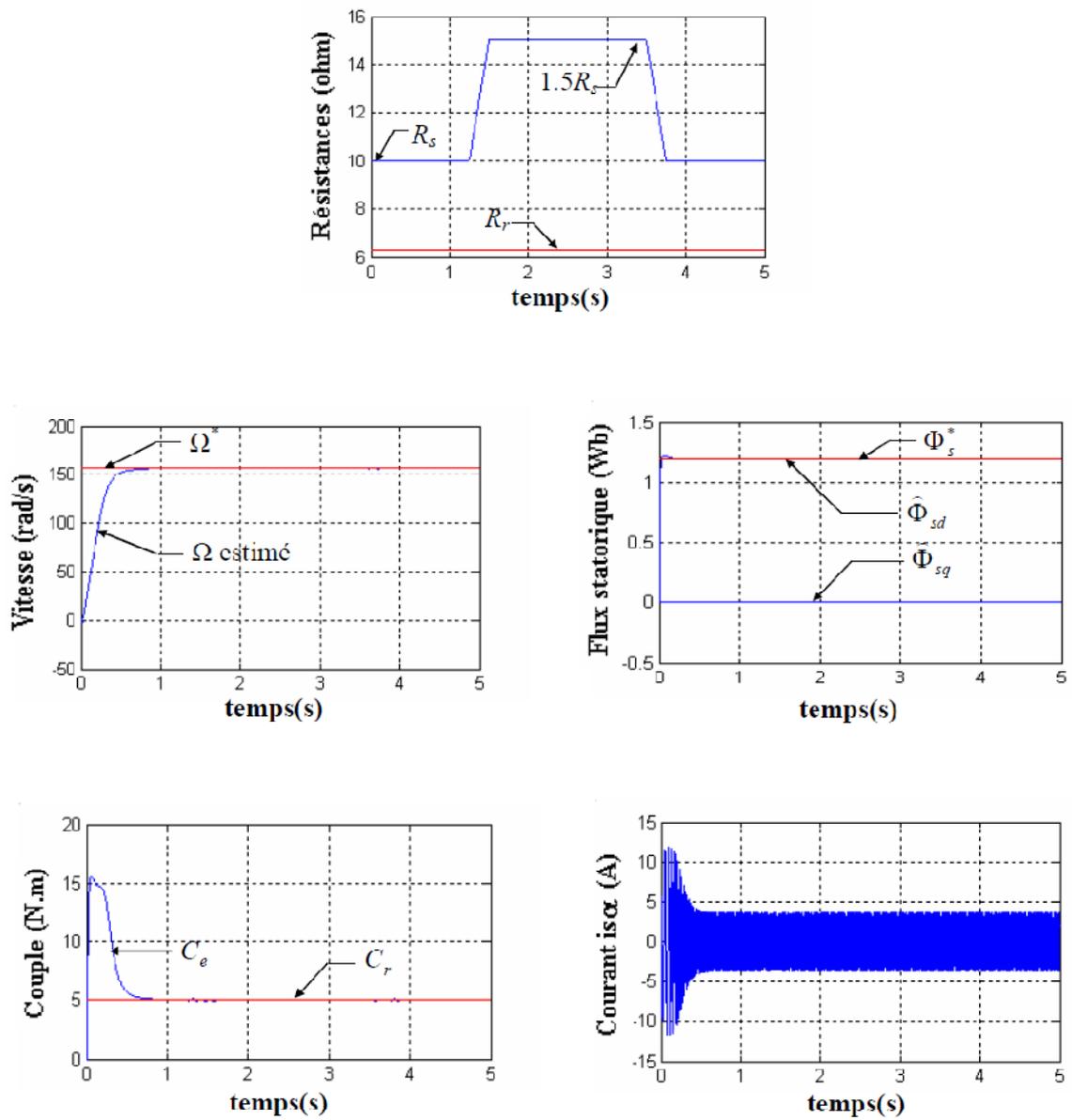


Figure (4.12) .Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la Résistance statorique en utilisant un observateur du flux rotorique

4.6. LES PERFORMANCES DES TROIS METHODES D'ESTIMATION

Les différentes méthodes d'estimation du flux et de la vitesse citées précédemment, à savoir l'estimation en B.O, l'estimation par la technique MRAS et l'observateur de flux rotorique, ont été simulées en variant la vitesse, la charge, ainsi que la résistance rotorique et statorique. Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes méthodes d'estimation sont représentées dans le tableau suivant :

Teste Type d'estimation	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 BO	Bonne	Moins rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Bonne
Estimateur MARS	Bonne	Rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Assez Bonne
Observateur	Bonne	Rapide	Faible oscillation	Faible oscillation	Bonne	Très Bonne

Tableau (4.1) .Etude comparative des trois méthodes d'estimation

Les trois méthodes d'estimation présente pratiquement les mêmes performances en régime dynamique et statique. On peut noter que l'observateur présente une très bonne robustesse contre les variations de la résistance statorique. Cependant ces performances peuvent être dégradés dans le cas de la variation paramétrique à basse vitesse.

4.7. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce dernier chapitre, une étude comparative entre les différents types d'estimation du flux et de la vitesse pour la commande vectorielle par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse et de flux . Les résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation, mettent en valeur les performances de chaque technique d'estimation (précision, robustesse, rapidité...).

Finalement, on peut conclure que l'observateur présente une meilleure robustesse par rapport à l'estimateur en B.O. et MRAS, cette robustesse garantie une insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Conclusion général

CONCLUSION GENERALE

Le travail, dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension par orientation du flux statorique avec capteur de vitesse et sans capteur lorsque la vitesse est estimée à partir des grandeurs mesurables par un estimateur en B.O, un estimateur MRAS et un observateur du flux rotorique. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives envisagées.

La première partie de ce travail est l'étude de la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement du repère de PARK. Le modèle de la machine a été écrit dans un repère (d,q) lié au stator .

La seconde partie du travail, consiste à l'étude du contrôle vectoriel par orientation du flux statorique avec capteur de vitesse. Ce contrôle est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des perturbations externes et internes. On obtient une qualité de réglage meilleure par rapport au contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique utilisé auparavant [15]. La commande que nous avons étudiée offre certains avantages :

- ✓ Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système tel que les résistances statorique et rotorique et le couple résistant
- ✓ Un dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur statique pratiquement nulle".

Les performances de cette méthode dépendent d'un choix convenable des paramètres des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI).

Suite à cette partie, nous avons étudié des différentes méthodes d'estimation telle que l'estimateur en B.O, l'estimation par la technique MRAS et l'observateur du flux rotorique.

Qui donnent une valeur estimée de la vitesse à partir des grandeurs électriques (tension, courant) qui peuvent être captés et injectées à l'entrée de l'estimateur ou l'observateur utilisé.

En fin l'étude de la commande vectorielle sans capteur de vitesse nous permet de faire une étude comparative entre ces méthodes d'estimation et d'observation avec différents tests tel que la variation de vitesse, de couple et des résistances statorique et rotorique pour voir la robustesse de chaque méthode. A partir des résultats de simulation, nous avons constaté que l'estimation par la technique MRAS est meilleure par rapport à l'estimateur en B.O car elle utilise la combinaison de deux modèles qui estiment la même variable d'état (le flux rotorique), l'un de ces modèle est utilisé comme référence et l'autre comme modèle ajustable, l'erreur entre eux est injectée à l'entrée d'un mécanisme d'adaptation fournissant ainsi la vitesse. Par contre l'estimateur en boucle ouverte utilise un seul modèle d'estimation. Malheureusement ces estimateurs posent le problème de précision. En effet l'observateur ne pose pas ce problème parce qu'il fonctionne en boucle fermée et dispose d'une dynamique indépendante du système, ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimation à travers la matrice de gain K pour faire la correction.

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

- ✓ Implantation expérimentale ceci permettra la validation des commandes simulées
- ✓ Utilisation des commandes robustes tel que le backstepping et la commande par mode glissant sans capteur de vitesse avec ces trois méthodes d'estimation
- ✓ Introduction des des techniques intelligentes tel que la logique floue

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] REZGUI SALAH EDDINE « COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS » Université de Batna 11 /07/ 2010.
- [2] Abdelhamid « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif » Université de Batna 11 /07/ 2010.
- [3] Mellah Hacène « Estimation des Grandeurs Intrinsèques D'une Machine Asynchrone »université ferhat abbas- setif ufas 06 /07/2009.
- [4] JAMEL Ghouili Commande Sans Capteurs D'une Machine Asynchrone avec Estimation de la Vitesse par Réseaux de Neurones ,these de doctorat Université du QUEBEC , 2005 .
- [5] MICKAEL Hilairt Application des Outils du Traitement du signal à la Commande des Machines Tournantes These de Doctorat Uiversité de NANTE , 2001.
- [6] CHEBBI Azeddine Commande Backsteeping d'une Machine Asynchrone Triphasée Sans Capteur de Vitesse ,These de Magister Université de BATNA,2000.

- [7] Jean-Pierre Caron & Jean-Paul Hautier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone, " Edition Technip, Paris, 1995.
- [8] Chatelain J, " Traité d'électricité : Machines électrique, " Tome 1, Donod 1984.
- [9] Abdelali Boughaba, " Contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction; analyse d'algorithme de la commande vectorielle, " Thèse de Magister, Université de BATNA, Mai 1998.
- [10] A. Benseghir & S. Amiri, " Commande prédictive d'une machine asynchrone, " mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, Juillet 2004.
- [11] S. Chaouch, " Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse , " Thèse de doctorat, Université de BATNA, Décembre 2005.
- [12] C. Canudas de Wit, " Commande des moteurs asynchrones 2 - Optimisation, discrétisation et observateurs, " Volume 2, paris 2000.
- [13] J. Holtz, "Sensorless position control of induction motor-An emerging technology, " *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 45, no. 6, pp. 840-852, Dec 2002.
- [14] L. Ben-brahim, T.Tadakuma and A. Akdag, "Speed control of induction motor without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 35, no. 4, pp. 844-850, Jul/Aug 1999.
- [15] M.Elloumi, L. Ben-brahim and M. A. Al-hamadi, "Survey of speed sensorless controls for IM drivers", *proceeding of IEEE IECON'98*, pp. 1018-1023, Germany, Aug 1998.
- [16] G. Grellet & G. Clerc, " Actionneurs électrique – Principes Modèle Commande, " Edition Eyrolles, Paris, 1997.

- [17] G. 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 de Paris XI, France, 1998.
- [18] C.M. Ritter and J.L. Silvino, "An alternative sensorless field orientation method, " *IEEE. Trans. Ind. Energ. Conver.*, Vol. 14, no. 4, pp. 1335-1340, Dec 1999.
- [19] I. Al-Rouh , " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone, " Thèse de doctorat, Université de Nancy-I, France, Jul 2004.
- [10] C. Schauder, "Adaptative speed Identification For Vector Control Of Induction Motor without Rotational Transducers," *Conf. Rec. IEEE IAS Annu, Meeting*, pp. 493-499, 1989.
- [21] F. Laieb & H. Guerrouche, " Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone, " mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, Septembre 2003.

ANNEXE A

LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$$R_s = 10 \Omega$$

$$R_r = 6.3 \Omega$$

$$L_s = 0.4642H$$

$$L_r = 0.4612$$

$$M = 0.4212H$$

$$P = 0.7KW$$

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$$J = 0.02Kg .m^2$$

$$f = 0 SI$$

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUE

$$C_e = 5 N.m$$

$$P = 2$$

ANNEXE B

TRANSFORMATION DE PARK

La transformation qui permet le passage de système triphasé équilibré système biphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer (U ,V) en fonction de (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}). d'après la figure(1.2) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_a)V_{sa} + \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} + \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \\ V = -\sin(\theta_a)V_{sa} - \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)V_{sb} - \sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)V_{sc} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Donc :

$$[P(Q_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

La matrice de passage inverse est décrite par :

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

Pour un repère lie au stator ($\theta_a=0$) avec la composante homopolaire nulle, on obtient :

$$[P] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

$K = \frac{2}{3}$: pour conserver les amplitudes

$K = \sqrt{\frac{2}{3}}$: pour conserver la puissance

Nous avons utilisé $K = \frac{2}{3}$ pour conserver la puissance , [P] devient :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

L'application de la transformation de PARK au système triphasé donne :

a-Les tensions

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{B.6})$$

$$[P(\theta_a)][V_{suv}] = R_s [P(\theta_a)][i_{suv}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_a)][\Phi_{suv}]) \quad (\text{B.7})$$

$$[V_{suv}] = R_s [i_{suv}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{suv}] + \frac{d[P(\theta_a)]}{dt} [P(\theta_a)]^{-1} \cdot [\Phi_{suv}] \quad (\text{B.8})$$

Après le remplacement dans l'équation (B.8) on obtient :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

b-Les flux

pour le stator

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{B.11})$$

$$[\Phi_{suv}] = [P(\theta_a)][L_{ss}][i_{sabc}] + [P(\theta_a)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{B.12})$$

$$[\Phi_{suv}] = [P(Q_a)][L_{ss}][P(Q_a)]^{-1}[i_{suv}] + [P(Q_a)][M_{sr}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{ruv}] \quad (\text{B.13})$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][i_{sabc}] + [P(\theta_a)][L_{rr}][i_{rabc}] \quad (\text{B.14})$$

$$[\Phi_{ruv}] = [P(\theta_a)][M_{rs}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{su}] + [P(\theta_a)][L_{rr}][P(\theta_a)]^{-1}[i_{ru}] \quad (\text{B.15})$$

Après le remplacement dans les deux équation (B.14) et (B.15), on trouve la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 \\ 0 & I_s - M_s & 0 & \frac{3}{2}M_0 \\ \frac{3}{2}M_0 & 0 & I_r - M_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_0 & 0 & I_r - M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

On pose :

$$L_s = I_s - M_s \quad L_r = I_r - M_r \quad M = \frac{3}{2}M_0$$

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

On peut écrire l'équation (B.17) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

ANNEXE C

EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante

$$C_e = P \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \quad (C.1)$$

On désigne par :

W_e : l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique

θ : L'écart angulaire de rotor par rapport au stator

L'expression de la puissance électrique instantanée ,absorbée par la machine est donnée par

$$P(t) = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}] \cdot [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad (C.2)$$

on appliquant la transformation de PARK à l'équation (D.2),lorsque le système est équilibré (composantes homopolaires nulles),l'équation (D.2) devient :

$$p(t) = (V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}) \quad (C.3)$$

En remplaçant les tension V_{su} et V_{sv} par leur expression on obtient :

$$P(t) = R_s (i_{su}^2 + i_{sv}^2) + \left(\frac{d\Phi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} i_{sv} \right) + (\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}) \omega_a \quad (C.4)$$

$$\text{Avec : } \omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$$

ω_a : représente la vitesse de déplacement du repère (U,V) cette expression est

combinée de trois parties qui sont :

- ✓ $R_s (i_{su}^2 + i_{sv}^2)$: la chute de tension dans les enroulements statorique.
- ✓ $\left(\frac{d\Phi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} i_{sv} \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique stockée dans les enroulement du stator.

✓ $(\Phi_{su}i_{sv} - \Phi_{sv}i_{su})\omega_a$: La puissance électromagnétique.

Telle que la puissance électromagnétique égale :

$$P_e = C_e \frac{\omega_a}{P} \quad (C.5)$$

Où

P_e = La puissance électromagnétique.

C_e = Le couple électromagnétique

P = Nombre de paires de poles

Par analogie, l'expression du couple sera :

$$C_e = (\Phi_{su}i_{sv} - \Phi_{sv}i_{su}) \quad (C.6)$$

Par remplacement des Φ_{su} et $d\Phi_{sv}$ dans l'équation (C.6), on trouve :

$$C_e = pM(i_{sv}i_{rv} - i_{rv}i_{su}) \quad (C.7)$$

En remplaçant i_{ru} et i_{rv} (des equations (1.19) et (1.20) dans l'équation (C.7) on trouve :

$$C_e = pM(\Phi_{ru}i_{sv} - \Phi_{rv}i_{su}) \quad (C.8)$$

En remplaçant i_{su} et i_{sv} par leurs expressions dans l'équation (C.8) , on obtient

$$C_e = p(\Phi_{rv}i_{ru} - \Phi_{ru}i_{rv}) \quad (C.9)$$

INTRODUCTION GENERALE

1. Généralité

Le moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste à construire.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor .Ce moteur présente des difficultés au niveau de la commande à cause de la non linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques. Plusieurs stratégies ont été développées pour surmonter toutes les difficultés signalées ci dessus.

La commande vectorielle directe par orientation du flux statorique assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sorties du moteur à induction à savoir le flux et le couple.

2. Problématique

La commande vectorielle est basée sur un contrôle effectif de l'état magnétique et du couple électromagnétique. Elle a été, ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cette structure peut être dégradée par les dérives paramétriques causées par l'échauffement du stator et du rotor, et elle nécessite la mise en place d'un capteur mécanique (vitesse, position angulaire) et électrique (flux, courant, tension et couple) qui sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité même de la commande.

Plusieurs recherches concernant la commande vectorielle sans capteur de vitesse ont été récemment proposées. Ces recherches utilisent des méthodes différentes pour identifier la vitesse de la machine asynchrone. Ce mémoire traite principalement l'estimation de la

vitesse en utilisant trois méthodes différentes qui sont l'estimation en boucle ouverte (B.O) , l'estimation par un système adaptatif à modèle de références (MRAS) et l'observateur déterministe.

3. Structure du mémoire

Le mémoire est composé de quatre chapitres, présentés ci-après.

- ✓ Dans le premier chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la machine dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine. Finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.
- ✓ Le second chapitre concerne, la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux statorique.
- ✓ Le troisième chapitre portera sur les différentes méthodes d'estimation tel que l'estimateur en boucle ouverte (B.O), l'estimateur par système adaptatif à modèle de références (MRAS) et d'observation du flux et de vitesse de la machine asynchrone.
- ✓ Enfin, une étude comparative a été effectuée pour montrer l'efficacité et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, en utilisant les méthodes d'estimation citées précédemment.
- ✓ Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.