

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : AUT-242



**DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES**

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: BELGUELIEL Said

Intitulé

**Commande tolérante aux Défauts de la MAS à
base d'un Observateur Non Linéaire**

Soutenu devant le jury composé de:

Mr. BOUGUERRA Abderrahmen	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. ROUBACHE Toufik	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr. BOUZIDI Riad	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2016 / 2017

Remerciements

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et la patience pour avoir Terminer ce travail.

Nous tenons évidemment à débiter ces

*Remerciements mon encadreur Monsieur **ROUBACHE Toufik** qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.*

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juge mon travail.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assuré nos années d'étude et notre travail.

Belgueliel said.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*A ma très chère mère **MESSAOUA**, source de tendresse*

*A mon très cher père **MOHAMMED**, qui m'encourage dans les instants délicats*

A mes chers frères

A mes tantes et oncles

A toute ma famille

A tous mes amis

Table des matières

Table des matières	I
Index des figures	III
Notations et symboles	IV
Introduction Générale	1

Chapitre I. Modelisation de la MAS avec et sans présence de défauts

I.1. Introduction	4
I.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	4
I.2.1. Equations électriques	5
I.2.2. Equations magnétiques	6
I.2.3. Equation mécanique	7
I.3. Transformation de Park	7
I.3.1. Equations en tension dans le repère lie au stator (α, β)	8
I.3.2. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère (α, β)	10
I.4. Modélisation de la MAS en présence de défaillance	11
I.4.1. Effet sur le Modèle	13
I.4.2. Expression Matricielle des Perturbations	13
I.4.2.1. Un seul défaut affecte la machine au niveau du stator	14
I.4.2.2. Deux défauts affectent la machine au niveau du stator et du rotor	14
I.5. Simulation	15
I.6. Interpretation des resultats	16
I.7. Conclusion	17

Chapitre II. Commande FTC Passive de la MAS via la commande par mode glissant

II.1. Introduction	19
II.2. Commande par mode de glissement	19
II.3. Objectif de la commande par MG	20
II.4. Etude théorique de la commande	20
II.4.1. Régimes du mode glissant	21
II.4.1.1. Régime glissant idéal	21
II.4.1.2. Régime glissant réel	22
II.5. Conception de l'Algorithme de Commande par MG	22
II.5.1. Choix des surfaces de glissement	23
II.5.2. Condition d'existence et de convergence	24
II.5.3. Calcul de la loi de commande	25
II.5.4. Elimination du phénomène de chattering	25

II.6. Commande FTC passive par mode glissant	26
II.6.1. Modèle du moteur asynchrone	26
II.6.2. Choix des surfaces de glissements	27
II.6.3. Conditions de convergence	27
II.6.4. Loi de commande par mode glissant	28
II.7. Etude par simulation numérique	30
II.7.1. Fonctionnement nominal	31
II.7.2. Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse	32
II.7.3. Fonctionnement lors de la variation de la charge	32
II.7.4. Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique	33
II.7.5. Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique	34
II.8. Conclusion	35

Chapitre III. Commande FTC Active de la MAS à base D'observateur Non Linéaire

III.1. Introduction	38
III.2. Généralités sur l'observateur adaptatif de Luenberger	38
III.3. Le principe d'un observateur de Luenberger	38
III.3.1. Détermination de la matrice de gains K.....	39
III.3.2. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger	41
III.3.3. Estimation de la vitesse.....	42
III.4. Stratégie de la commande tolérante aux défauts	43
III.5. Reconfiguration de la stratégie	44
III.6. Résultats de simulation	45
III.7. Interprétation des résultats	45
III.8. Conclusion	47
Conclusion générale	48
Annexe	50
Références bibliographiques	51

Index des figures

Chapitre I. Modélisation de la MAS avec et sans présence de défauts

Figure (I.1) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée	5
Figure (I.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β)	8
Figure (I.3) : Répartition des pannes de la machine asynchrone	12
Figure (I.4) : Résultats de simulation dans le cas d'apparition un seul défaut	15
Figure (I.5) : Résultats de simulation dans le cas d'apparition de deux défauts	16

Chapitre II. Commande FTC Passive de la MAS via la commande par mode glissant

Figure (II.1) : Les modes de trajectoire dans le plan des phases	21
Figure (II.2) : Glissement idéal	22
Figure (II.3) : Mode glissant réel	22
Figure (II.4) : Linéarisation exacte de l'écart	24
Figure (II.5) : Fonction signe de la commande adoucie	26
Figure (II.6) : Résultats de simulation en régime nominal	31
Figure (II.7) : Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse	32
Figure (II.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge	33
Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique	34
Figure (II.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique	35

Chapitre III. Commande FTC Active de la MAS à base D'observateur Non Linéaire

Figure (III.1) : Schéma de principe d'un observateur	39
Figure (III.2) : Structure de la commande tolérante aux défauts	44
Figure (III.3) : Commande FTC Active de la MAS à base d'observateur de Luenberger	46
Figure (III.4) : Commande FTC Active de la MAS à base d'observateur de Luenberger	47

Notations et Symboles

Acronymes

<i>MAS</i>	Machine Asynchrone.
<i>PI</i>	Correcteur Proportionnelle Intégrateur.
<i>CMG</i>	Commande par Mode Glissant.
<i>FTC</i>	Fault Tolerant Control (Commande tolérante aux defaults).

Symboles

a, b, c	Indices correspondants aux trois phases.
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
α, β	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
θ	Position du rotor par rapport au stator [rad].
θ_s	Angle électrique entre l'axe α et le stator (S) lié au stator [rad].
θ_r	Angle électrique entre le rotor et l'axe « α » [rad].
f	Coefficient de frottement [$N.m.s^2 / rad^2$].
R_s	Résistance statorique [ohm (Ω)].
R_r	Résistance rotorique [ohm (Ω)].
L_s	Inductance cyclique statorique [Henry (H)].
L_r	Inductance cyclique rotorique [Henry (H)].
σ	Coefficient de dispersion.
ω_r	Pulsation rotorique [rad /s].
Ω	Vitesse de rotation mécanique [tr /min].
C_e	Couple électromécanique [N.m].
C_r	Couple résistant [N.m].
p	Nombre de pair de pôle.
J	Moment d'inertie [$Kg.m^2$].
ω	Vitesse de rotation électrique [rad/s].
M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle [Henry (H)].
L_{cs}	Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

Notations et symboles

M_r	Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.
M_{rs}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statorique.
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotorique.
$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées [V].
$[V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées [V].
$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées [A].
$[I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées [A].
$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées [Wb].
$[\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées [Wb].
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
T_s	Constante de temps statorique[s].
T_r	Constante de temps rotorique[s].
ϕ_r	Flux rotorique [Wb].
g	Glissement.
$V_{s\alpha}$	Tension statorique instantanée dans l'axe α [V].
$V_{s\beta}$	Tension statorique instantanée dans l'axe β [V].
$I_{s\alpha}$	Courant statorique instantanée dans l'axe α [A].
$I_{s\beta}$	Courant statorique instantanée dans l'axe β [A].
ϕ_r^*	Flux rotorique de référence [Wb].
Ω^*	Vitesse rotorique de référence.
k_i	Constante du gain intégrateur.
k_p	Constante du gain intégrateur.
S	Surfaces de Glissements.
u_c	Terme de compensation.
u_{ad}	Terme aditif.
u_{nom}	Commande nominale.
ω_{ref}	Vitesse électrique de référence.
ω_r	Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport stator.

Les constantes de temps

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

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

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

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Ces dernières années, la machine asynchrone a progressivement remplacé la machine à courant continu et la machine synchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'attrait pour ce type de moteur vient de sa grande robustesse, de son faible coût et des hautes performances qui peuvent être atteintes grâce au développement des composants électroniques permettant l'implantation de loi de commande sophistiquées. Cependant, les algorithmes de commande peuvent devenir complètement inefficaces voir dangereux pour l'installation comme pour l'environnement quand une panne survient. Pour des raisons de sécurité mais aussi pour des raisons économiques, il s'avère nécessaire de contrôler à tout instant le bon fonctionnement de la machine [1].

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement, constitue à l'heure actuelle, l'une des préoccupations majeures des industriels. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement car il est indispensable de modifier la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité du système et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable en mode dégradé. Ainsi, il est nécessaire d'associer au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts (Fault-Tolerant control : FTC) [2].

La commande par mode glissant a connu un essor à la fin des années soixante-dix lorsque "Utkin"[3] introduit la théorie des modes glissants. Le principe de cette technique est de contraindre le système à atteindre et ensuite rester sur une surface dite de glissement. Le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant. Une telle technique permet d'un côté, la réduction de l'ordre du système et de l'autre, l'insensibilité aux variations paramétriques. Vue l'importance apportée à ce type de commandes, plusieurs travaux ont été présentés dans la littérature pour la commande de la machine asynchrone [4].

Les méthodes de synthèse des systèmes de commande tolérante aux défauts sont généralement classées en deux grandes familles : les approches passives (*Passive Fault Tolerant Control*: PFTC) et les approches dites actives (*Active Fault Tolerant Control* : AFTC). Les méthodes passives sont équivalentes aux méthodes de synthèse de lois de commande robuste. Les méthodes actives sont généralement classifiées en trois sous classes : l'accommodation de défauts, la reconfiguration du système et la restructuration [5].

Le but de ce mémoire est d'élaborer une commande tolérante aux défauts sans capteur de vitesse de la machine à induction à base d'un observateur non linéaire.

Notre mémoire aborde la conception des lois de commande FTC pour des machines asynchrones. Il s'articule autour de trois chapitres :

Le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone. Il est présenté, dans un premier temps, une modélisation générale de la machine asynchrone mise sous la forme d'équation d'état dans un repère (α, β) . Il est ensuite présenté un modèle en présence de défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande passive tolérante aux défauts de la machine asynchrone via la commande par mode glissant. Des tests de poursuite de la vitesse, et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et la variation de la charge seront étudiés en simulation.

Enfin, le dernier chapitre abordera la FTC active de la machine asynchrone à base d'observateur non linéaire à savoir l'observateur de Luenberger, et pour montrer l'efficacité de l'utilisation de ce type d'observateur, quelques résultats de tests seront présentés.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale et quelques perspectives.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MAS AVEC ET SANS PRESENCE DE DEFAUTS

CHAPITRE I

Modélisation de la MAS avec et sans présence de défauts

I.1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc... [6]. Pour obtenir le modèle d'un système trois taches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle,
- Déterminer ses paramètres,
- Et enfin vérifier sa validité.

L'objectif est la modélisation de la MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park on obtient la représentation dans le repère biphasé (α, β) . Nous discutons des méthodes de diagnostic actuellement appliquées à la MAS en précisant leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Une bonne commande en boucle fermée doit s'appuyer sur un modèle mathématique du processus à réguler ou à asservir. Dans notre application nous utiliserons un modèle de la machine asynchrone qui décrit le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, etc..) [7].

On suppose la machine triphasée au stator et au rotor et, pour simplifier les équations, bipolaires.

Les équations de la machine asynchrone à cage d'écuriel (rotor en court-circuit), s'écrivent alors :

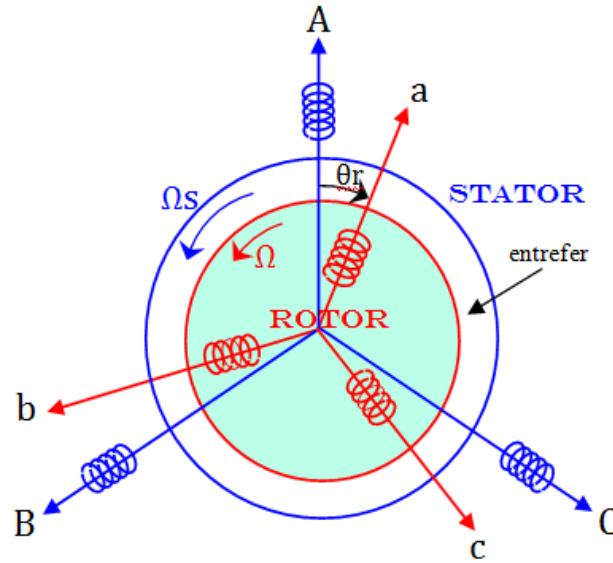


Figure (I.1) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée.

I.2.1. Equations électriques

De la Figure (I.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 :

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

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.2)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique.}$$

Les deux matrices des résistances statoriques et rotoriques sont :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

A, B, C : trois phase du stator.

a, b, c : trois phase du rotor.

I.2.2. Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{sb} &= M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{sc} &= M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ra} &= L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rb} &= M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rc} &= M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{aligned} \quad (\text{I.6})$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.7})$$

$$[\Phi_r] = [L_{cr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (\text{I.8})$$

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[L_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

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

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

L_{cs} : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

M_r : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

M_{rs} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

θ_r : angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «A» et «a» pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident. Les équations (I.7) et (I.8) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.1) et (I.2). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres [8].

I.2.3. Equation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p[I_{sabc}]^T + \frac{d}{dt}[M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{I.12})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

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

I.3. Transformation de Park

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Par contre, vu la complexité de ces équations, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier.

Pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, nous avons classiquement le choix entre 3 repères : Le premier se situe sur le champ rotorique (Repère lié au rotor). Le second se situe sur le champ statorique (Repère lié au stator) et est communément appelé $\alpha\beta$, il voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Et le troisième est situé sur le champ tournant il voit par contre des grandeurs continues (repère lié au champ tournant) et est appelé

dq, Figure (I.1). Pour des contraintes de calcul, nous choisirons celle en dq situé sur le champ tournant.

Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [9].

La matrice $P(\theta)$ de Park est donnée sous la forme suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

dont la matrice inverse est :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Tel que :

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

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

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

I.3.1. Equations en tension dans le repère lié au stator (α, β)

Il se traduit par la condition : $\omega_\alpha = \frac{d}{dt} \theta_\alpha = 0 \leftrightarrow \omega_s = 0$

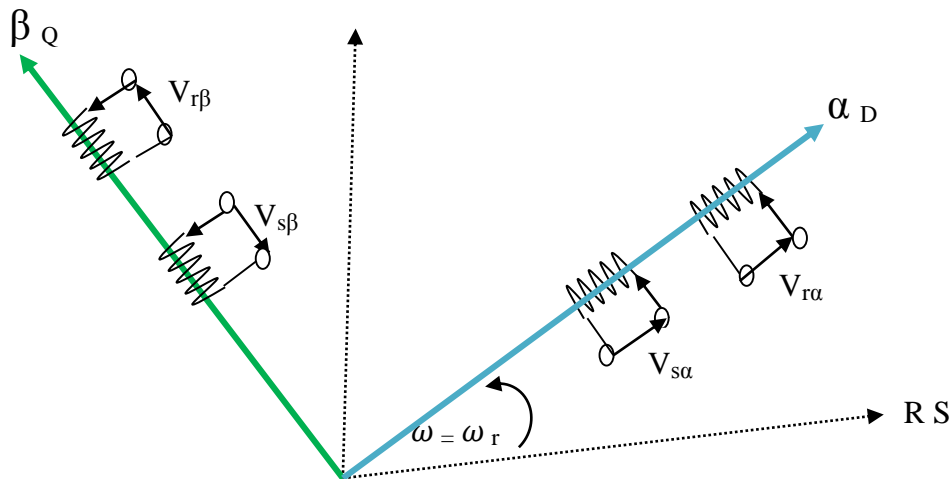


Figure (I.2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (α, β).

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + M \cdot i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + M \cdot i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot i_{r\alpha} + M \cdot i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot i_{r\beta} + M \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Dans ces équations des flux, L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Alors que: M est directement proportionnelle au mutuel stator-rotor [6].

$L_s = I_s - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = I_r - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique.

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (\text{I.18})$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (α , β).

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & 0 & M \left(\frac{d}{dt}\right) & 0 \\ 0 & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) & 0 & M \left(\frac{d}{dt}\right) \\ M \left(\frac{d}{dt}\right) & -M \cdot \omega_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) & -L_r \cdot \omega_r \\ M \cdot \omega_r & M \left(\frac{d}{dt}\right) & L_r \cdot \omega_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

L'expression du couple électromagnétique sera [6]:

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega = \omega_s (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{I.20})$$

$$\omega_s = p \Omega \quad (\text{I.21})$$

$$C_{em} = p (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{I.22})$$

L'équation fondamentale de la mécanique [6]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = p(\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) - C_r \quad (I.23)$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : Le couple résistant de la charge.

F : Le coefficient de frottement visqueux.

$\Omega = \Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$: La vitesse de rotation mécanique.

p : Le nombre de pair de pôles.

I.3.2. Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère (α, β)

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme [10]:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.24)$$

Avec :

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

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

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

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

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \end{array} \right. \quad (I.27)$$

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (I.28)$$

I.4. Modélisation de la MAS en présence de défaillances

Les défauts majeurs des machines électriques peuvent être classés de la façon suivante :

1. Défauts au stator résultant de l'ouverture ou du court-circuit de l'enroulement d'une phase au stator,
2. Connexion anormale des enroulements statoriques,
3. Barres rotoriques cassées ou anneau de court-circuit rompu,
4. Irrégularités statique et dynamique de l'entrefer (excentricité),
5. Déséquilibre mécanique provoquée par l'usure des roulements ce qui cause des dommages considérables entre les enroulements stator et rotor,
6. Stress et fatigue.

Tous ces défauts produisent un des symptômes ou plus que nous allons énumérer comme suit :

- Les courants statoriques présentent des harmoniques (inexistants lors d'un fonctionnement normal sur machine saine),
- Augmentation des pulsations de couple notamment au démarrage,
- Diminution du couple moyen,
- Augmentation des pertes provoquant une diminution du rendement,
- Echauffement excessif dans les enroulements et la carcasse de la machine [11].

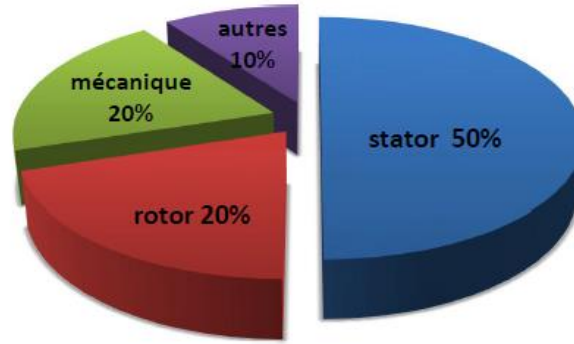


Figure (I.3) : Répartition des pannes de la machine asynchrone.

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MAS en présence de défauts. Un terme V représentant une perturbation inconnue mais tout le temps borné qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine s'ajoute dans le modèle (I.24) qui s'écrit alors en absence de perturbations paramétriques sous la forme :

$$\dot{X} = AX + BU + \sigma v \quad (\text{I.29})$$

En l'absence de défauts, V est identiquement nul et on a :

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Comme il a été précisé plus haut, nous nous basons sur l'analyse du spectre des courants statoriques pour détecter les défauts qui y provoquent une ou plusieurs harmoniques.

L'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. par contre, la pulsation ω_i n'est pas égale à $2\pi f_i$ à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par :

$$\omega_i = 2\pi f_i + 2\pi f_a = 2\pi (f_i + f_a) \quad (\text{I.31})$$

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état, est d'utiliser un système différentiel linéaire stable représenté sous forme d'équations d'état :

$$\dot{Z} = SZ \quad (\text{I.32})$$

Le système (I.32) n'est autre qu'une représentation d'état de toutes les harmoniques affectant les courants statoriques. La matrice dynamique s étant la seule caractéristique connue du système, elle est constituée des pulsations ω_i :

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

S : Matrice dynamique du système.

n_f : Nombre des harmoniques générées par tous les défauts.

Et on a :

$$\begin{cases} \dim(s) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

On écrit alors l'équation (I.32) sous une nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & s_2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & s_{2n_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{2n_f} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

I.4.1. Effet sur le Modèle

Pour obtenir le modèle de la MAS en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (I.30) dans (I.29). Le résultat est un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + v_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + v_1 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Les calculs mènent vers la forme suivante de V :

$$V = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot \Phi_\alpha \cdot z + \Phi_\alpha \cdot s \cdot z \\ a_4 \cdot \Phi_\beta \cdot z + \Phi_\beta \cdot s \cdot z \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

I.4.2. Expression Matricielle des Perturbations

Se basant sur l'équation (I.37) on peut écrire les perturbations des défauts V sous une forme d'une multiplication matricielle comme suit [12]:

$$\begin{cases} V = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot \Phi_\alpha + \Phi_\alpha \cdot s \\ a_4 \cdot \Phi_\beta + \Phi_\beta \cdot s \end{bmatrix} \cdot Z = -\Gamma \cdot z \\ V = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot \Phi_\alpha + \Phi_\alpha \cdot s \\ a_4 \cdot \Phi_\beta + \Phi_\beta \cdot s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (I.29) et qui sont générées par le système (I.32) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{Z} = S \cdot Z \\ V = -\Gamma \cdot Z \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

I.4.2.1. Un seul défaut affecte la machine au niveau du stator

Dans ce cas une seule harmonique de pulsation ω_1 affecte les courants i_α et i_β et nous avons :

$$\dim(z) = 2 \times 1; \dim(s) = 2 \times 2; \dim(\Phi_d) = \dim(\Phi_q) = 1 \times 2; \dim(\Gamma) = 2 \times 2$$

$$s = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Phi_d = [1 \quad 0]; \quad \Phi_q = [0 \quad 1] \quad (\text{I.40})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_1 \\ -\omega_1 & a_4 \end{bmatrix}$$

I.4.2.2. Deux défauts affectent la machine au niveau du stator et du rotor

Dans ce cas, le défaut du stator génère une seule harmonique de pulsation ω_1 et celui du rotor en génère deux de pulsation ω_2 et ω_3 et nous avons :

$$\dim(z) = 6 \times 1; \dim(s) = 6 \times 6; \dim(\Phi_d) = \dim(\Phi_q) = 1 \times 6; \dim(\Gamma) = 2 \times 6$$

$$s = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_3 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Phi_d = [1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0]; \quad \Phi_q = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 1] \quad (\text{I.41})$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_1 & a_1 & \omega_2 & a_1 & \omega_3 \\ -\omega_1 & a_4 & -\omega_2 & a_4 & -\omega_3 & a_4 \end{bmatrix}$$

I.5. Simulation

Dans cette partie, en premier temps nous simulons le modèle défaillant de la MAS par l'introduction d'un seul défaut dans le stator provoquant une seule harmonique, puis de deux défauts, un dans le stator et un autre dans le rotor provoquant trois harmoniques.

Figure (I.4)

L'application de la charge nominale fait à l'instant $t=1$ s, puis à l'instant $t=2$ s apparition d'un seul défaut au stator générant une harmonique, d'amplitude 15 et de fréquence 50 Hz.

▪ **Cas d'un seul défaut :**

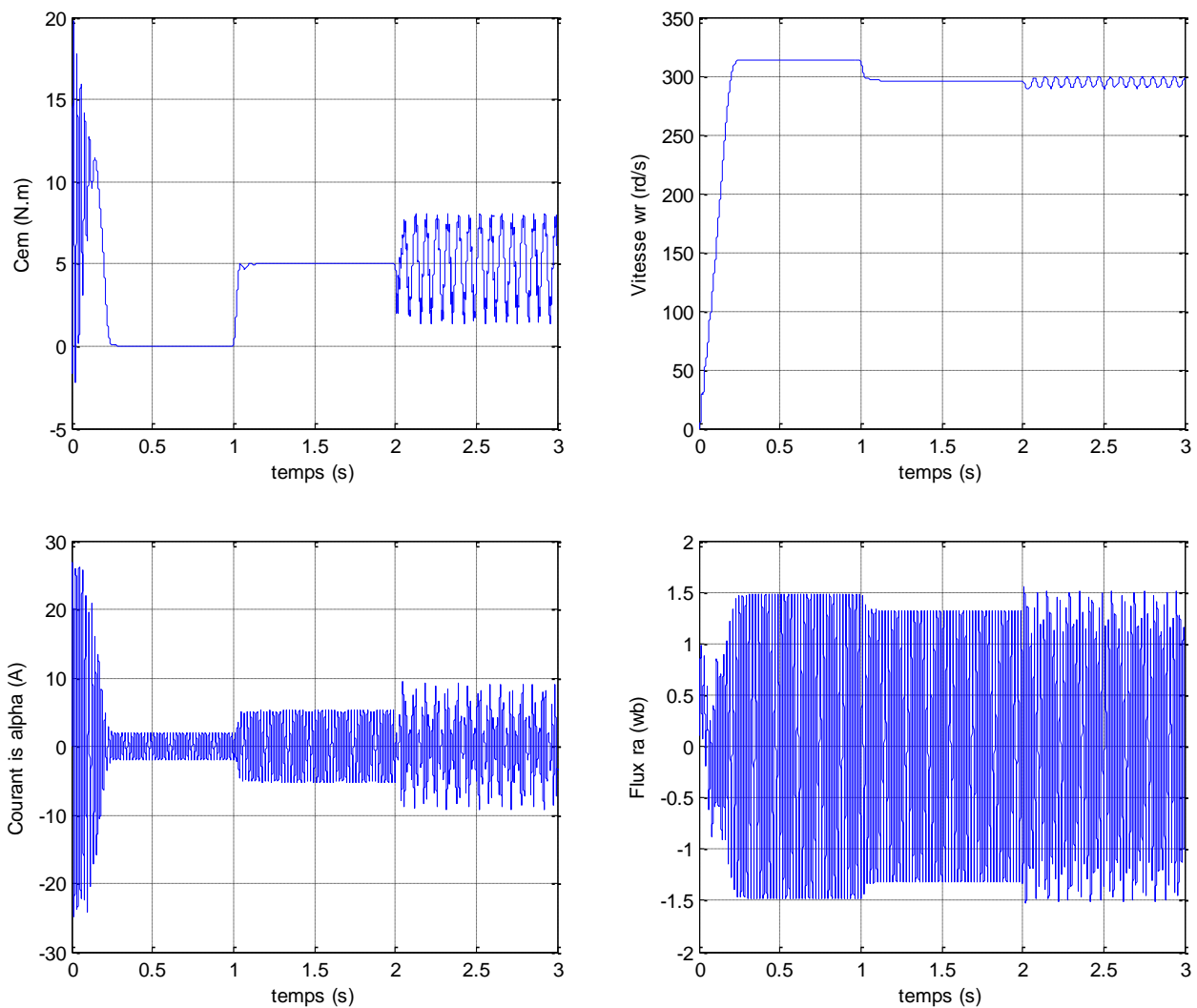


Figure (I.4) : Résultats de simulation dans le cas d'apparition un seul défaut.

Figure (I.5)

Fonctionnement en charge nominale ($C_r=5$ N.m), et à $t=2$ s apparition de deux défauts un au stator et l'autre au rotor générant trois harmoniques, fréquence 50 Hz et amplitude 15, 20 et 20.

▪ **Cas de deux défauts :**

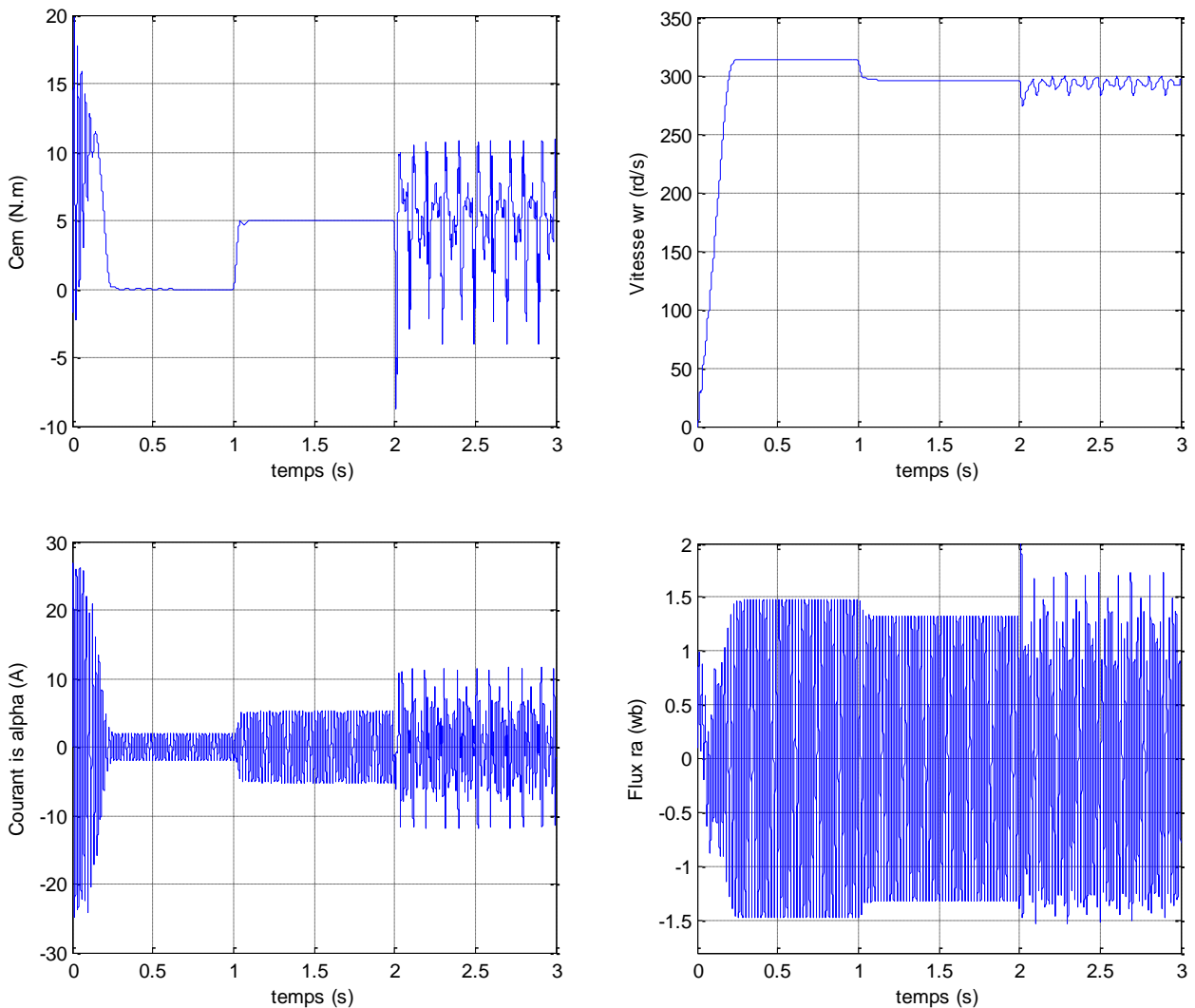


Figure (I.5) : Résultats de simulation dans le cas d'apparition de deux défauts.

I.6. Interprétation des résultats

Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. On remarque également que le courant statorique présente des ondulations au moment d'apparition de défauts. Le couple électromagnétique de la MAS en situation de défauts a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une diminution de la vitesse dès qu'on applique un défaut.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle détaillé de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Nous avons d'abord présenté le modèle sain puis nous avons introduit des perturbations dues à la présence de défaillances. La simulation de ce modèle nous ont permis de retrouver les courbes classiques de la MAS et d'étudier le comportement de la machine dans les différents régimes de fonctionnement normal et défaillant. A partir des résultats obtenus, il est alors possible d'exploiter ce modèle dans les chapitres suivants afin d'élaborer une commande passive et active tolérante aux défauts.

CHAPITRE II

COMMANDE FTC PASSIVE DE LA MAS VIA LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Chapitre II

Commande FTC Passive de la MAS via la commande par mode glissant

II.1. Introduction

Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle. Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [13].

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe [14].

La synthèse d'une loi de commande tolérante aux défauts par mode glissant pour un moteur asynchrone à cage est donnée dans ce chapitre. On donne d'abord le modèle d'état du système à régler puis, on détermine la commande équivalente et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode de glissement. Nous allons montrer aussi les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation.

II.2. Commande par mode de glissement

Le mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (SCV). La théorie des systèmes à structure variable est une technique de commande non linéaire, caractérisée par des commandes discontinues. L'intérêt récent à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et microprocesseurs de plus en plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [15].

II.3. Objectif de la commande par MG

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité,
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface [16].

II.4. Etude théorique de la commande

Un système est dit à structure variable s'il admet la représentation par des équations différentielles du

$$\text{type : } \dot{X} = \begin{cases} f_1(x) + g(x)u \\ \vdots \\ f_n(x) + g(x)u \end{cases}$$

Les structures variables sont caractérisées par le choix d'une fonction et une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés de chacun de ces structures. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans les structures utilisées.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement. La surface de glissement est constituée de trois parties distinctes (Figure (II.1)) [15].

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires [17].

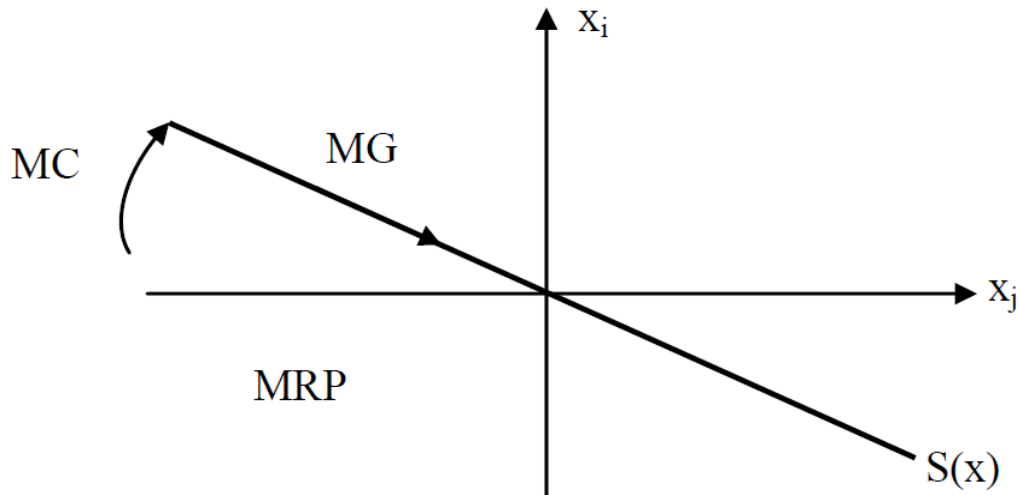


Figure (II.1) : Les modes de trajectoire dans le plan des phases.

Le fonctionnement d'un système à structure variable est caractérisé par les caractéristiques suivantes :

- Puisque l'état d'équilibre du système est l'origine du plan de phase, le comportement du système en mode glissant est le comportement du système en mode transitoire,
- Pendant le mode glissant, les dynamiques du système sont d'ordre inférieur aux dynamiques du système original et sont uniquement déterminées par les paramètres décrivant la droite de commutation.

II.4.1. Régimes du mode glissant

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. Et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Alors on trouve deux types de régime du mode glissant, dédiée ci-dessous [18].

II.4.1.1. Régime glissant idéal

Ce régime est représenté par la Figure (II.2) signifie qu'un régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle. Le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S [18].

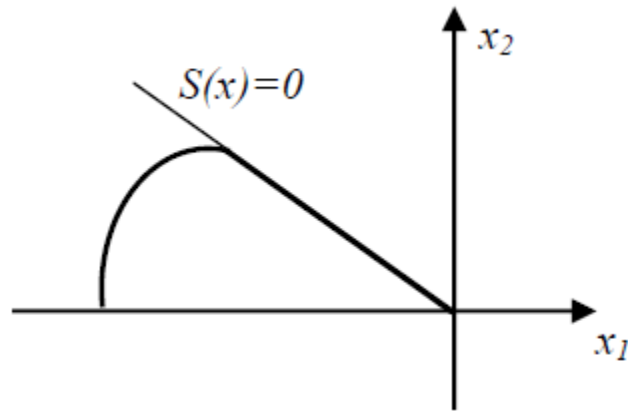


Figure (II.2) : Glissement idéal.

II.4.1.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité, et la Figure (II.3) ci-dessous illustre bien cette explication [18].

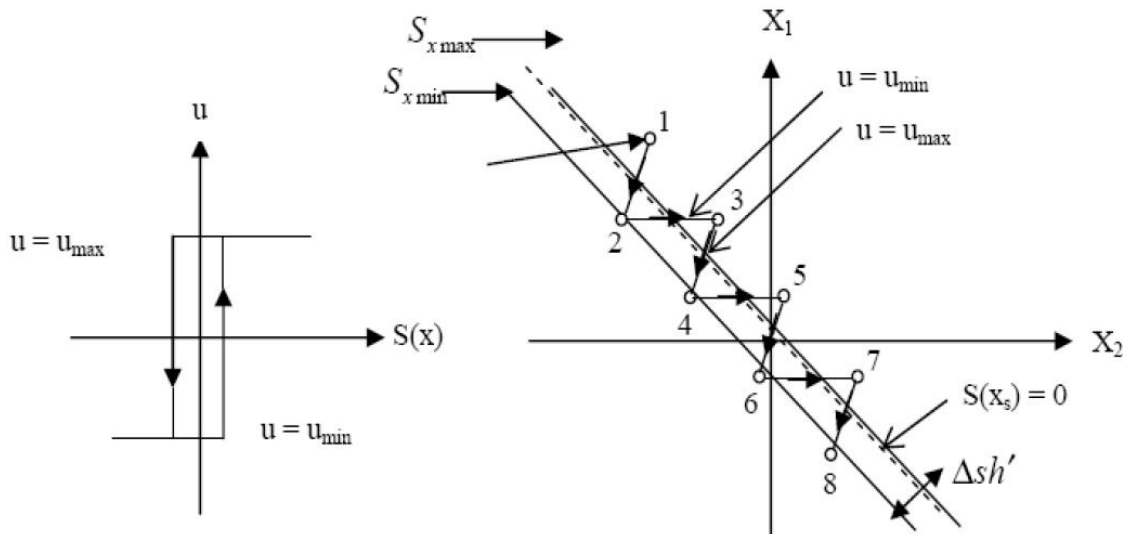


Figure (II.3) : Mode glissant réel.

II.5. Conception de l'Algorithme de Commande par MG

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes [19]:

- Choix des surfaces de glissement,
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant,
- Détermination de la loi de commande.

II.5.1. Choix des surfaces de glissement

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de la phase généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension de vecteur de commande [U]. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [15]:

$$\dot{X} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.1})$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement, pour un vecteur [U] de dimension « m ».

Avec :

$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_n]^T$: Vecteur d'état du système.

$U = [u_1 \quad u_2 \quad u_n]^T$: Vecteur de commande.

A : Fonction non linéaire.

B : Le gain de commande.

Pour ce qui est de la forme de la surface, *J.J. Slotine* nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne X_{ref} :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.2})$$

Avec :

x : Variable à réguler.

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler ($x_{ref} - x$).

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la Commande.

λ_x : Constante positive.

Pour :

$r = 1 : S(x) = e(x)$

$r = 2 : S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

$r = 3 : S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

Pour $r > 1$, $S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ_x .

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence :

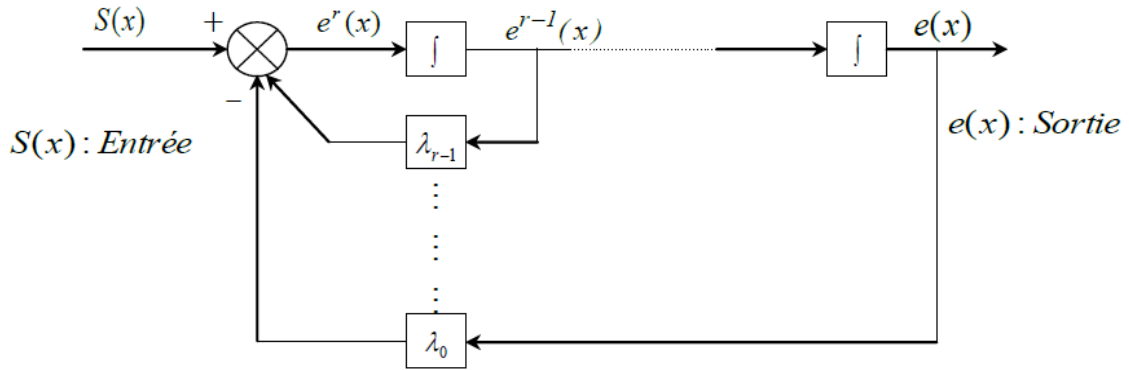


Figure (II.4) : Linéarisation exacte de l'écart.

II.5.2. Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système, dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement, nous retenons deux conditions de la littérature :

➤ **La fonction directe de commutation**

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par *Utkin*. Elle s'exprime sous la forme

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.3})$$

➤ **La fonction de LYAPUNOV**

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). En définissant la fonction de Lyapunov [20]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^t(x) \cdot S(x) \quad (\text{II.4})$$

Où :

S^t est la transposée de S .

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S^t(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{II.5})$$

Pour les systèmes mono-variables elle s'écrit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.6})$$

Pour que (II.6) soit décroissante, sa dérivée doit être alors négative :

$$\dot{V}(x) = S^t(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.7})$$

Tant que (II.6) est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes du système (II.7), et elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie.

Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande. Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en mode de glissement et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre (régime permanent). Cette inégalité fondamentale (II.7), permet de déterminer les paramètres de réglage [20].

II.5.3. Calcul de la loi de commande

Une fois, la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre. Tout ceci en maintenant la condition d'existence des modes glissants effective.

La structure de contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et une autre dite stabilisante. Nous posons donc [21]:

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{II.8})$$

U_{eq} est déterminée à partir de la condition de convergence. U_n est calculée pour garantir l'attractivité de la variable d'état à contrôler vers la surface de commutation :

$$U_n = -k \text{sign}S(x) \quad (\text{II.9})$$

Le choix de la constante k est très influent. Car si la constante k est très petite, le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, des oscillations de très hautes fréquences appelées phénomène de chattering, apparaissent dans le mode de glissement et qui sont éliminées par une des solutions qui consistent à imposer une variation de la valeur de la commande U_{eq} en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [21].

II.5.4. Elimination du phénomène de chattering

Dans le but de réduire les oscillations de hautes fréquences, la commande adoucie caractérisée par deux seuils (K, ε_2), représentée par la Figure (II.5) se trouve être l'une des techniques les plus fréquemment utilisée :

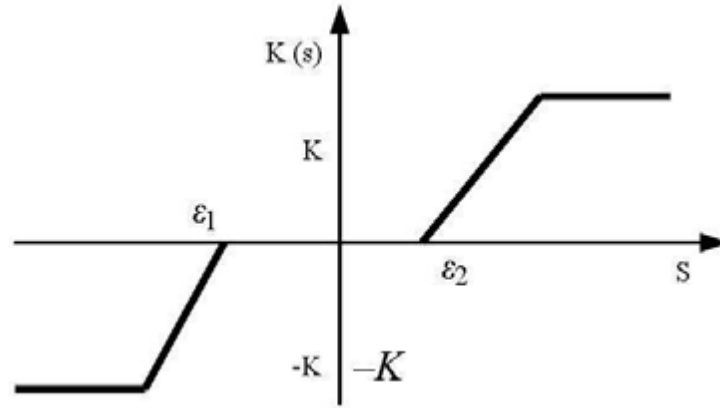


Figure (II.5) : Fonction signe de la commande adoucie.

K correspond à la valeur maximale de l'organe de commande que peut supporter le système, ε doit être pris en compte dans l'implémentation pratique du processus, car il influe directement sur la fréquence de commutation des semi-conducteurs et sur la poursuite de la trajectoire désirée [21].

II.6. Commande FTC passive par mode glissant

II.6.1. Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (I) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle α, β . Le modèle est donné par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x).U(t) \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}$, $\Phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor " Ω_r ", gouverné par une équation mécanique. " f " et " g " sont des fonctions des variables " x ".

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma.M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma.L_s} \\ \eta = \frac{p.M}{J.L_r} \\ \lambda = \frac{R_s}{\sigma.L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

II.6.2. Choix des surfaces de glissements

Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler sont la vitesse et le flux qui sont donnés dans la forme d'un système de surface du premier ordre :

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}) \quad (\text{II.14})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (\text{II.15})$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\Omega_r} + \dot{\varepsilon}_{\Omega_r} \quad (\text{II.16})$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (\text{II.17})$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_\Phi = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (\text{II.18})$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (\text{II.19})$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

II.6.3. Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles :

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} il suffit

de rendre la surface de glissement attractive et invariante. La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i = 0$) [22].

II.6.4. Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont :

La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r).

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (\text{II.21})$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (\text{II.22})$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}) \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

En utilisant le système d'équation (II.13) les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{c_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{c}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda\right) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2+M\Gamma}{T_r} - K_2\right) \cdot \Psi_r + \frac{2+M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda\right) \cdot h_1 + p \cdot x_5 \cdot h_2\right) \\ \quad - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2\delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} - x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 + x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Le système (II.26), peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_1 = \left(K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda\right) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = \left(\frac{2+M\Gamma}{T_r} - K_2\right) \cdot \Psi_r + M \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + \left(K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda\right) \cdot h_1\right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2\right) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \ddot{\Psi}_{rref} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Sous la forme condensée (II.28), sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (\text{II.30})$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; \quad D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov il faut avoir ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$).

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sgn}(S) \quad (\text{II.31})$$

En égalisant (II.30) et (II.31) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (\text{II.32})$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot Sgn(S) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i = 0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Sgn(S_1) \\ Sgn(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand :

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{II.39})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.7. Etude par simulation numérique

Par souci d'évaluation des performances de la commande FTC passive présentée précédemment, des simulations numériques sont effectuées comme suivant :

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va effectuer des tests de robustesse à savoir : la poursuite de la vitesse, la variation de la charge et l'influence des variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique et la résistance statorique.

Les résultats de simulation sont donnés par les Figures (II.6-II.10). Les performances offertes par chaque type de commande donnent :

- Performances de régime transitoire et statique et performances de poursuite sont satisfaisantes,
- Performances de la robustesse sont satisfaisantes et le rejet des perturbations est rapide.

II.7.1. Fonctionnement nominal

Le fonctionnement de la machine est dans le régime nominal ($C_r=5$ N.m à $t=1$ s), puis l'application de défaut à l'instant $t=2$ s), on observe que la vitesse et le flux rotorique suivent parfaitement leurs références (Figure (II.6)).

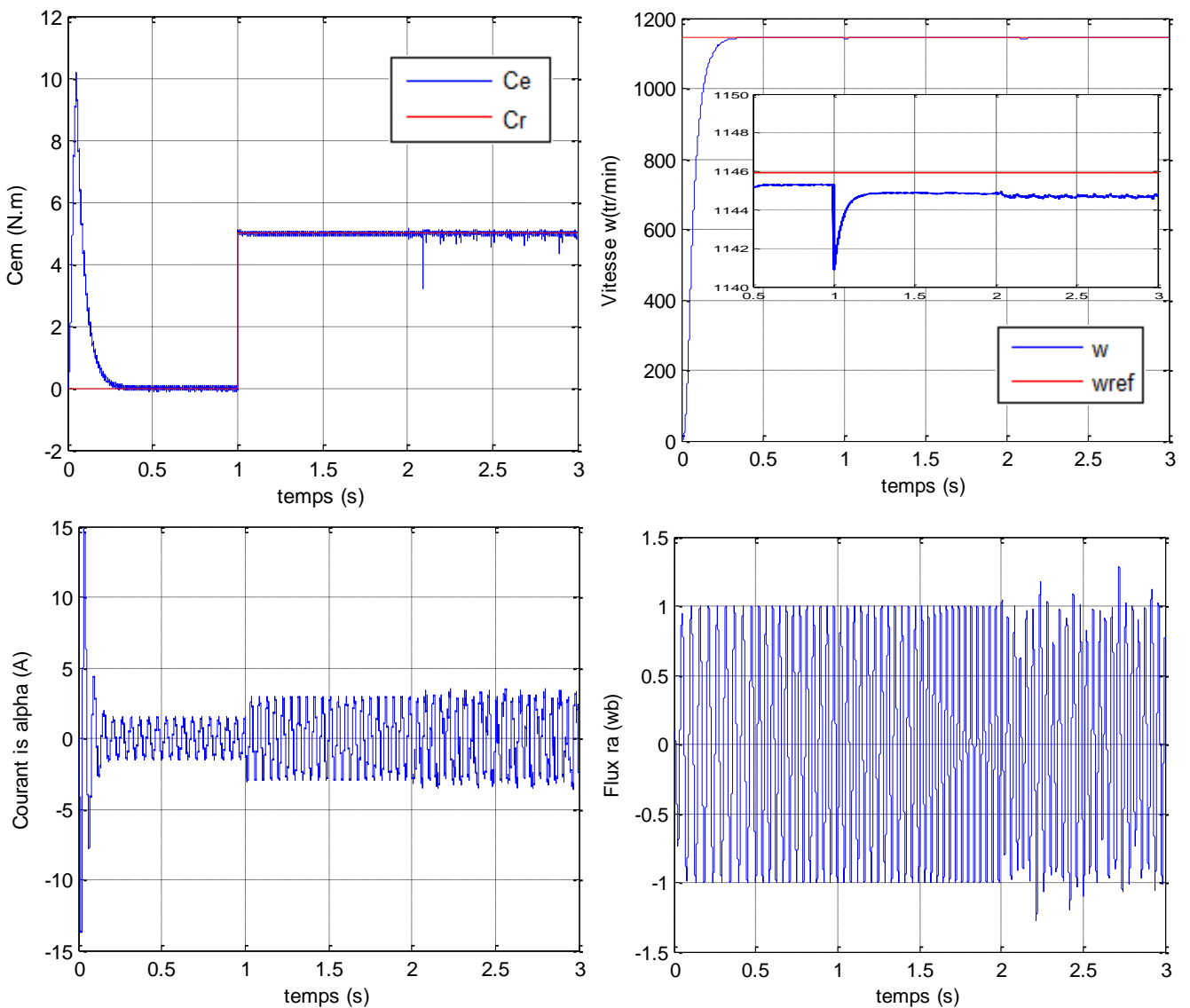


Figure (II.6) : Résultats de simulation en régime nominal.

II.7.2. Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse

Pour le fonctionnement de la machine lors de l'inversion de la vitesse (à $t=1s$) et en charge nominale ($Cr=5 \text{ N.m}$ à $t=0.5s$), les courants présentent des changements selon la vitesse, on note une poursuite de vitesse moindre pour l'estimateur à boucle ouverte. Le couple de la machine suit bien le changement de la vitesse. Figure (II.7).

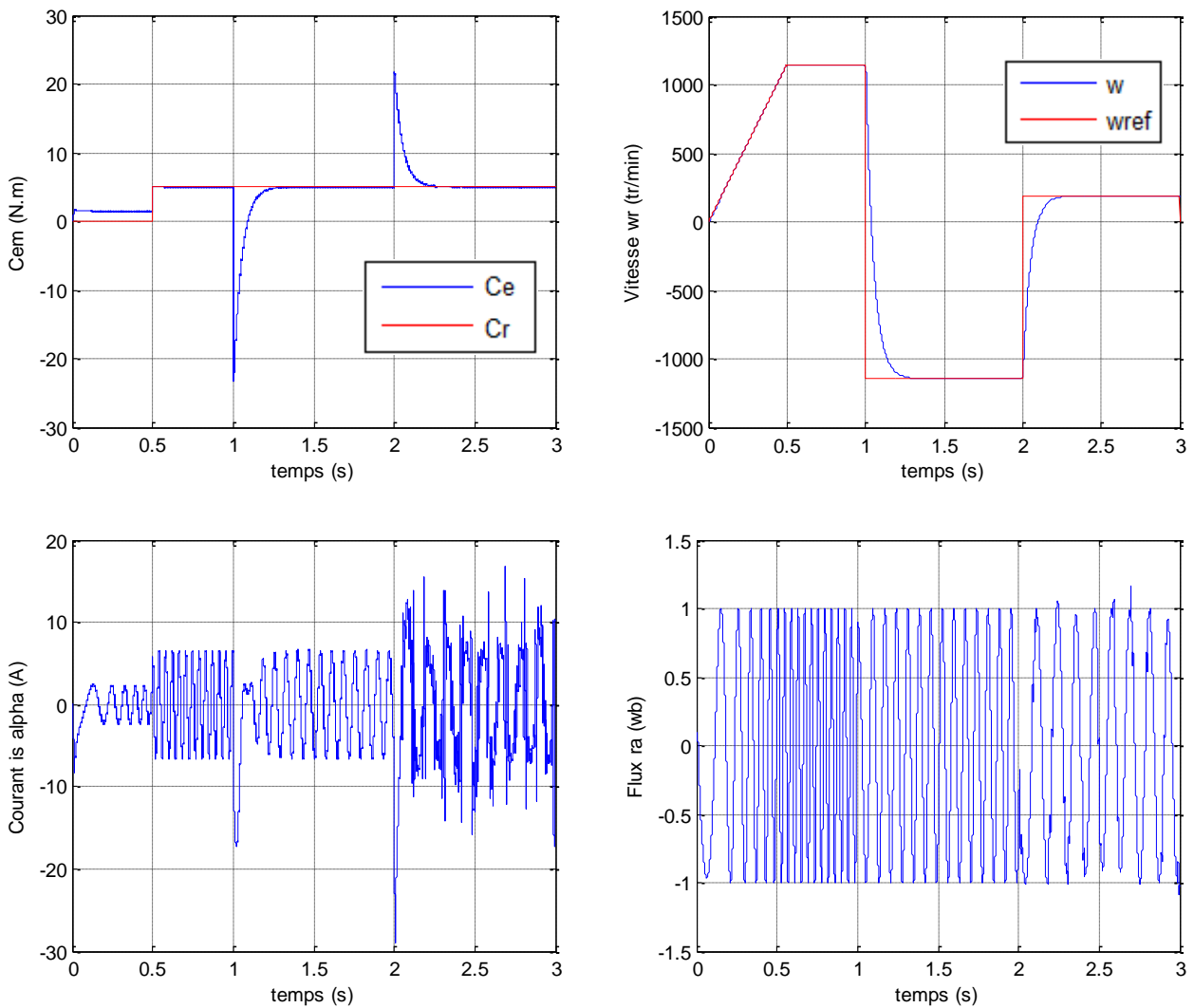


Figure (II.7) : Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse.

II.7.3. Fonctionnement lors de la variation de la charge

Pour le fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge (à $t=1.5s$), les courants présentent des changements selon la charge, les résultats de simulation sont regroupé par la Figure (II.8).

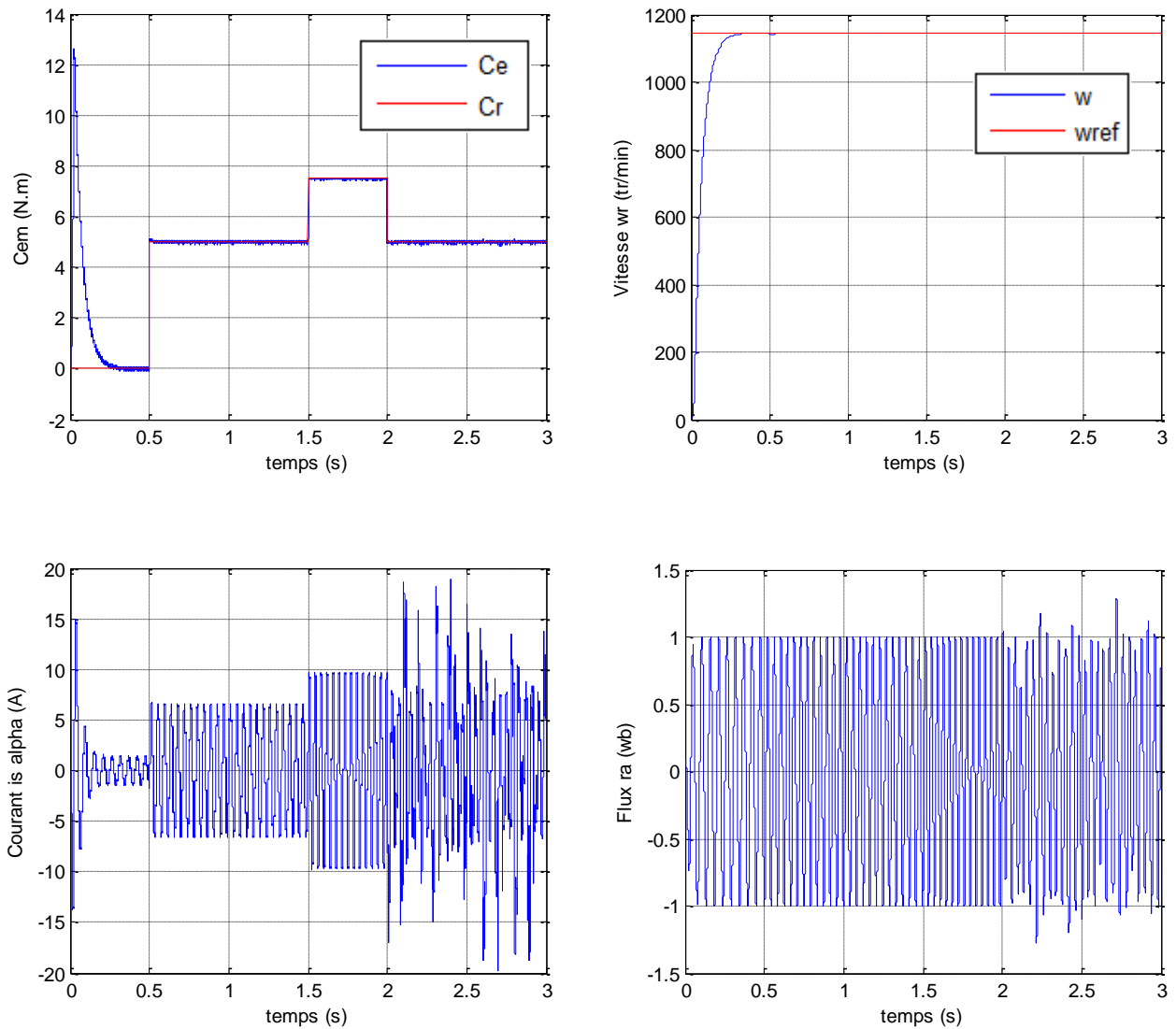


Figure (II.8) : Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

II.7.4. Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique

La machine fonctionne en charge nominale ($C_r=5$ N.m), la résistance rotorique subit une variation de 250% de sa valeur nominale à l'instant $t=1.5$ s, dû à l'échauffement de la machine, les résultats de simulation sont illustré par la Figure (II.9).

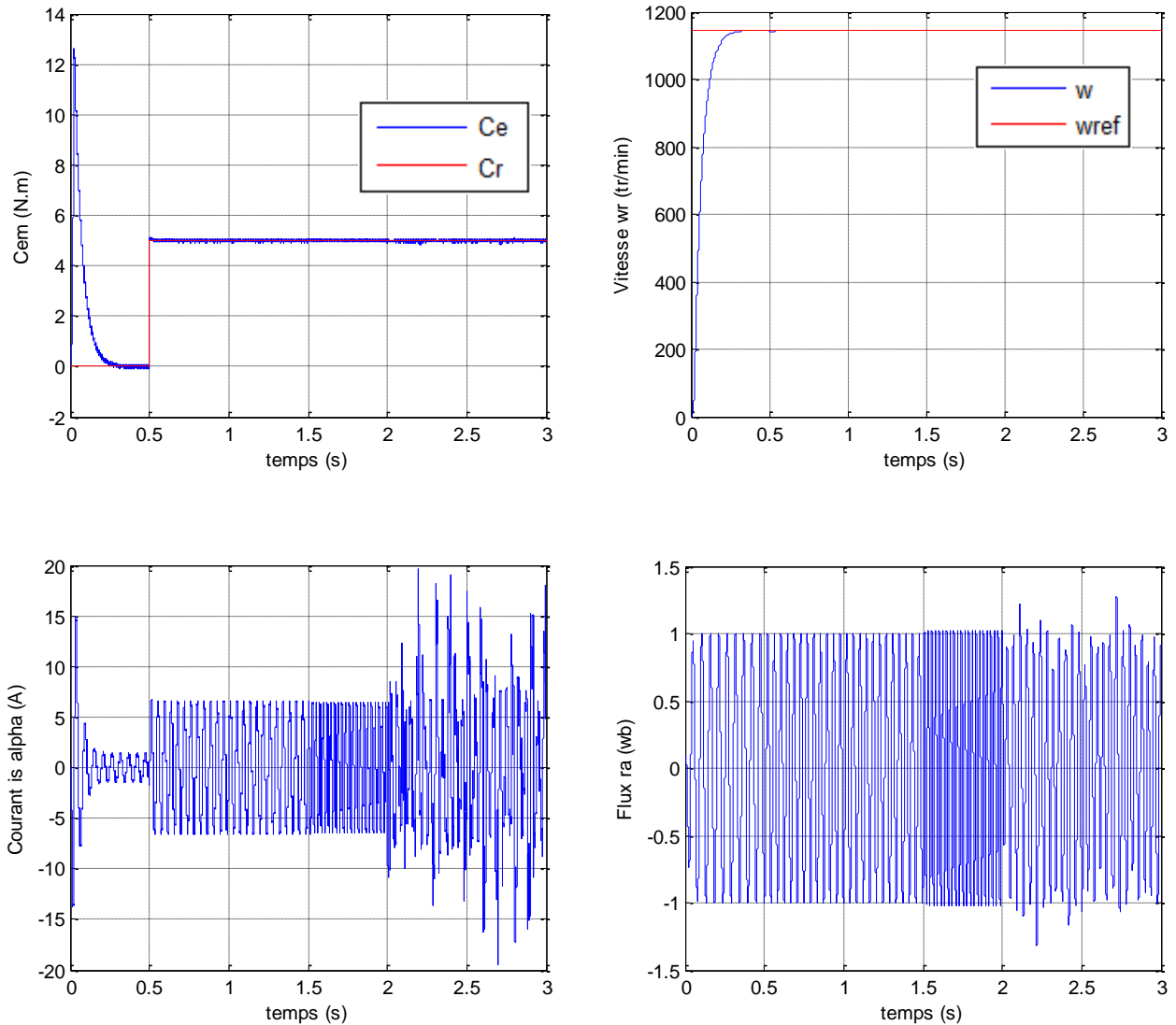


Figure (II.9) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

II.7.5. Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

Pour le fonctionnement de la machine à résistance statorique variable de 150% de sa valeur nominale à l'instant $t=1.5s$, dû à l'échauffement de la machine et en charge nominale ($Cr=5$ N.m), l'augmentation de R_s provoque une petite augmentation de la tension d'alimentation de la machine compensent l'augmentation de la résistance. La Figure (II.10) regroupe les résultats de simulation lors de la variation de cette résistance.

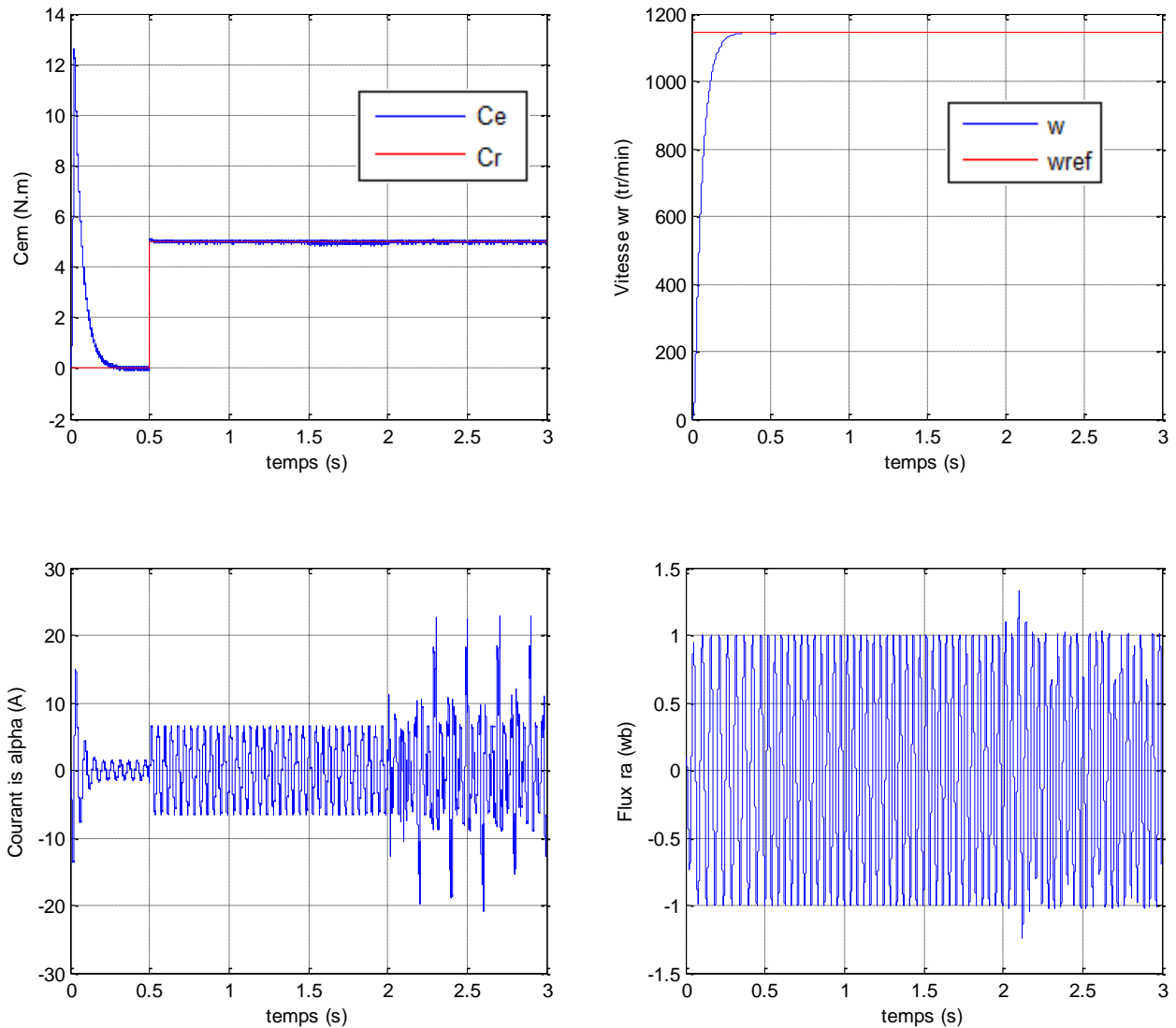


Figure (II.10) : Résultats de simulation lors de la variation de la résistance statorique.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu l'apport de la commande FTC passive de la machine asynchrone à base d'une commande robuste, et en particulier à base de la commande par mode glissant. Les résultats de simulation effectuée sur un modèle défaillant de la MAS, montrent que cette technique de commande donne des bons résultats en terme de poursuite avec des erreurs relativement petites. Comme elle a des avantages, cette technique de commande possède aussi des inconvénients tels que le phénomène de broutement (chattering) dû au terme de correction qui contient la fonction « signe ». Cependant cette technique de commande, peut s'avérer très limitée et induit des comportements non désirés du système à commander, voire à l'instabilité de ce dernier, en présence de défaillances. Ceci nous a amené

à développer de nouvelle loi de commande tolérante aux défauts, que nous détaillerons dans le chapitre suivant. Dans le but précis, est de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité lors de l'occurrence des défauts.

CHAPITRE III

COMMANDE FTC ACTIVE DE LA MAS A BASE D'OBSERVATEUR NON LINEAIRE

Chapitre III

Commande FTC Active de la MAS à base D'observateur Non Linéaire

III.1. Introduction

Un système de commande tolérant aux défauts est un système capable de maintenir la stabilité et un certain degré de performance en présence de défauts [23, 24]. Dans ce chapitre, on s'intéresse à la commande active tolérante aux défauts (AFTC : Active Fault Tolerant Control). Dans l'approche active de la commande tolérante aux défauts, on agit d'une manière active sur ces défauts en reconfigurant la loi de commande. Pour cela, nous avons besoin d'un observateur non linéaire, capable de détecter, reconstruction le défaut.

L'observateur de l'état est basé sur la reconstitution du des quantités non mesurables (ou difficiles à mesurer) ou non accessible. Il est basé sur le modèle de système appelé estimateur ou un prédicteur fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur (Observateur Luenberger) comprend une boucle de retour qui permet la correction de l'erreur de sortie entre le système et son modèle. Alors le L'observateur fonctionne en boucle fermée. Le gain de boucle de retour est représenté par une matrice de gain, notée K . Le choix de cette matrice de gain est réalisé de manière à assurer la plus rapide convergence possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel [25].

III.2. Généralités sur l'observateur adaptatif de Luenberger

L'observateur de Luenberger est un observateur construit à partir d'un modèle déterministe. La théorie de cet observateur a été présentée par D.G. Luenberger au début des années 70. Cet observateur permet la reconstitution des états d'un système observable à partir de la mesure des entrées et l'application des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré, sous sa forme réduite ou complète [26].

III.3. Principe de l'observateur de Luenberger

Les différentes grandeurs mentionnées sur la Figure (III.1) représentent respectivement : un

vecteur d'entrée $u(t)$ du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état $x(t)$ constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie $y(t)$ dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas du MAS sans capteur mécanique). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée [27].

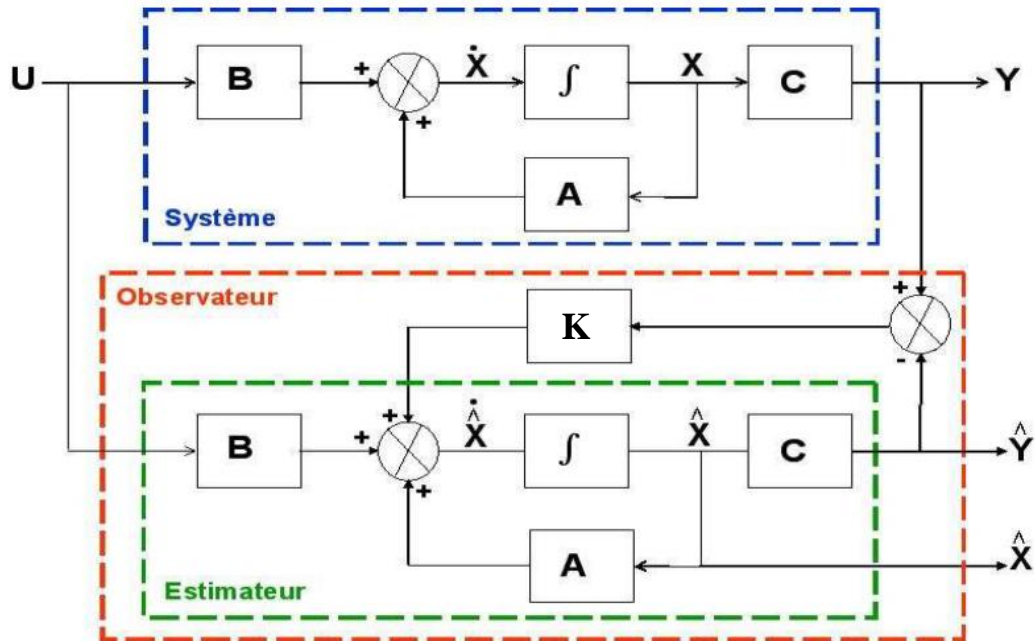


Figure (III.1) : Schéma de principe d'un observateur.

Le vecteur de sortie Y est comparé au vecteur équivalent \hat{Y} de l'observateur et dont l'écart constitue l'erreur d'observation ε , cette dernière est multipliée par la matrice de gain K et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{X} par un retour d'état [28].

Avec :

U : Le vecteur des entrées mesurable.

X : Le vecteur d'état.

Y : Le vecteur de sorties mesurable (tensions, courants).

III.3.1. Détermination de la matrice de gains K

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par l'équation suivante [28]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K \cdot \varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Tel que :

$$\varepsilon = Y - \hat{Y} \quad (\text{III.2})$$

L'équation (III.2) intervient dans (III.3), on a alors :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X} + BU + K.Y \\ \hat{Y} = C \hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Avec : } A_0 = A - KC \quad (\text{III.4})$$

La matrice d'état A_0 détermine la dynamique de l'observateur, elle dépend de la matrice de gains K (équation III.4).

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, l'équation d'état associé au système est donné par [28]:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$X = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$$

$$U = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$Y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

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

Et :

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

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

$$E = X - \hat{X} \quad (\text{III.7})$$

Sa dynamique sera exprimée, d'après les équations (III.3) et (III.5) par :

$$\dot{E} = (A - KC)E = A_0 E \quad (\text{III.8})$$

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

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

Par l'application de la technique de placement de pôles, la matrice K peut être exprimée par [28], [29]:

$$K = - \begin{bmatrix} K_1 I + K_2 J \\ K_3 I + K_4 J \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.9})$$

Où :

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

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

$$K_1 = -(k-1) \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r} \right) \quad (\text{III.10})$$

$$K_2 = (k-1) P \widehat{\Omega} \quad (\text{III.11})$$

$$K_3 = (k^2 - 1) \left[\left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r} \right) \frac{\sigma L_s M}{L_r} + \frac{M}{T_r} \right] + \frac{\sigma L_s M}{L_r} (k-1) \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \right) \quad (\text{III.12})$$

$$K_4 = -(k^2 - 1) \frac{L_s M}{L_r} P \widehat{\Omega} \quad (\text{III.13})$$

Où :

k : Constante positive, $k \geq 1$

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

III.3.2. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

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

Tel que :

$$\widehat{X} = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta} \quad \widehat{\Phi}_{r\alpha} \quad \widehat{\Phi}_{r\beta}]^T \quad (\text{III.14})$$

D'après (III.1), la représentation d'état de l'observateur peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\widehat{X}} &= A\widehat{X} + BU + K(Y - \widehat{Y}) \\ &= A(\widehat{\Omega})\widehat{X} + BU + K(Y - \widehat{Y}) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Où :

$$\hat{Y} = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta}]^T, \quad \text{et} \quad A = A(\hat{\Omega})$$

Ce qui conduit à l'équation :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 P \hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 P \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & P \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & -P \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

III.3.3. Estimation de la vitesse

Dans cette partie, il s'agit de trouver une loi d'adaptation pour estimer la vitesse. L'algorithme d'adaptation de la vitesse sera déduit en se basant sur la théorie de Lyapunov [28].

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

$$\dot{E} = (A - KC)E + (\Delta A)\hat{X} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

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

Et :

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

$$\begin{aligned} E = X - \hat{X} &= [e_{i_{s\alpha}} \quad e_{i_{s\beta}} \quad e_{\Phi_{r\alpha}} \quad e_{\Phi_{r\beta}}]^T \\ &= [(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \quad (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \quad (\Phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (\Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})]^T \end{aligned}$$

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

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

$$V = E^T E + \frac{(\Delta \Omega)^2}{\lambda} \quad (\text{III.18})$$

Où : λ une constante positive.

La dérivée de l'équation (III.18) est :

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \left[\frac{d(E^T)}{dt} \right] E + E^T \left[\frac{dE}{dt} \right] \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\Omega)^2 \\ &= E^T [(A - KC)^T + (A - KC)] E - 2a_3 \Delta\Omega \left(e_{i_{sa}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta\Omega \frac{d}{dt} \widehat{\Omega} \end{aligned} \quad (III.19)$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (III.19) pour satisfaire la condition $\frac{dV}{dt} < 0$ sachant que le premier terme est négatif (imposé par la matrice de gains K).

On obtient :

$$\widehat{\Omega} = \lambda a_3 \int_0^t \left(e_{i_{sa}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) dt \quad (III.20)$$

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

$$\widehat{\Omega} = k_p \left(e_{i_{sa}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) + k_i \int \left(e_{i_{sa}} \widehat{\Phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) dt \quad (III.21)$$

Où : k_p et k_i des constante positive.

III.4. Stratégie de la commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts (FTC) se caractérise par cet avantage qui est de permettre au système de fonctionner même en présence de défauts qui peuvent affecter les différents composants.

L'architecture FTC est régie par des lois de commande, des capteurs matériels, logiciels et des programmes pilotent la logique de décision dans le but de garantir la stabilité et les performances du système en présence des défaillances. Il y'a deux approches possibles de la FTC : l'architecture passive et l'architecture active. L'approche active contrairement à la méthode passive, intègre un mécanisme pour la détection et le diagnostic des défauts pouvant affecter le système [30]. Un mécanisme de reconfiguration active le correcteur tolérant aux défauts en cas de détection de défauts comme le montre la Figure (III.2) [31].

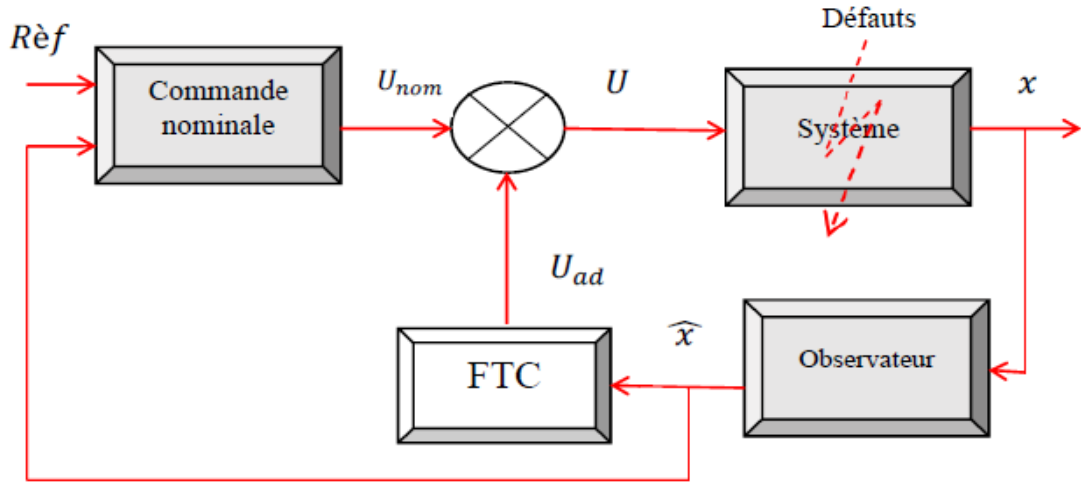


Figure (III.2) : Structure de la commande tolérante aux défauts.

La différence instantanée entre la dérivée de l'état du système et le système estimé devient [31]:

$$\dot{\tilde{Z}}_x = \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

$$\dot{\tilde{Z}}_x = 0 \leftrightarrow \begin{cases} (1 - a_1)\tilde{z}_{x1} - \lambda_1 \tanh z_{y1} - V_{d1} = 0 \\ (1 - a_1)\tilde{z}_{x2} - \lambda_2 \tanh z_{y2} - V_{d2} = 0 \\ -a_4\tilde{z}_{x1} + (1 - a_5)\tilde{z}_{x3} - (\hat{\omega}_r - \omega_r)\tilde{z}_{x4} = 0 \\ -a_4\tilde{z}_{x1} - (\hat{\omega}_r - \omega_r)\tilde{z}_{x3} + (1 - a_5)\tilde{z}_{x4} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Ou : } a_1 = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right), \quad a_4 = \frac{M}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

L'équation (III.23) montre que converge vers zéro, comme $t \rightarrow \infty$, alors $\hat{\omega}_r \rightarrow \omega_r$.

Ainsi, le défaut est estimé par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \hat{V}_{d1} &= -\lambda_1 \tanh z_{y1} \\ \hat{V}_{d2} &= -\lambda_2 \tanh z_{y2} \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

La fonction \tanh représente une fonction hyperbolique. λ_1 et λ_2 sont choisis vecteur constant et ($z_{y1} = \hat{y}_1 - y_1$, $z_{y2} = \hat{y}_2 - y_2$) sont les erreurs d'estimation de sortie.

III.5. Reconfiguration de la stratégie

La structure globale de la loi de commande est donnée par [31]:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1nom} \\ u_{2nom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1ad} \\ u_{2ad} \end{bmatrix} \quad (III.25)$$

Avec u_{1nom} et u_{2nom} sont les lois de la commande nominale, ils sont conçus en mode non-défectueux ($V_d = 0$) pour diriger les erreurs de suivi à zéro et pour compenser la perturbation de charge.

u_{1ad} et u_{2ad} sont des lois de commande supplémentaires (unités de compensation) qui seront conçus afin de compenser l'effet des défauts.

Enfin, l'objectif de la commande est obtenu en adoptant la procédure effectuée et peut compenser l'effet des défauts sur le système [31].

Dans le cas de reconfiguration globale de commande, la loi de commande est exprimé par :

$$\begin{cases} u_{1ad} = -\sigma L_s \hat{V}_{d1} \\ u_{2ad} = -\sigma L_s \hat{V}_{d2} \end{cases} \quad (III.26)$$

III.6. Résultats de simulation

Pour tester la performance de la commande FTC active élaborée, une simulation a été effectuée, sur une machine asynchrone (paramètre annexe A). Elle est l'inversion de la vitesse (à $t=2.5s$) avec la présence de couple de charge ($C_r=5$ N.m à $t=0.5s$) et avec les défauts (un seul défaut, deux défauts). Les résultats de simulation sont présentés dans les Figures (III.3), (III.4).

III.7. Interprétation des résultats

Les Figures (III.3-III4) montrent le résultat de simulation du processus de l'estimation de la vitesse, flux et le courant statorique, on constate d'après cette simulation que la vitesse estimé suit parfaitement sa valeur de référence. L'estimation de flux présente quelque déviation détectée induite par l'inversion instantanée de la vitesse à l'instant $t=2.5s$. Le courant statorique présente en général une variation légère par rapport au courant mesuré.

▪ Cas d'un seul défaut :

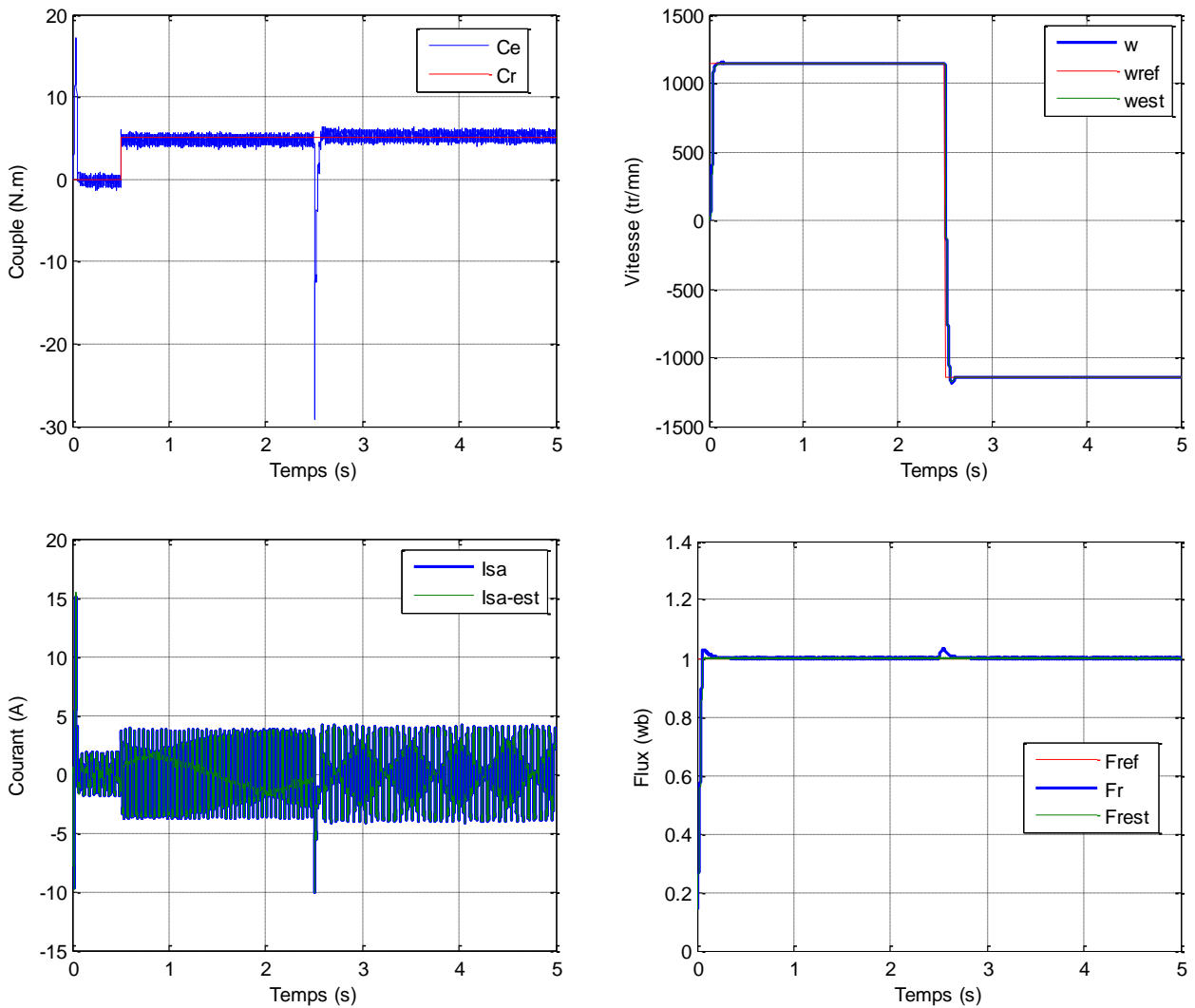


Figure (III.3) : Commande FTC Active de la MAS à base d'observateur de Luenberger.

On remarque que les allures de la vitesse et de flux présente une petite variation au moment du régime transitoire puis se stabilise à une valeur proche de la valeur de référence, le courant statorique estimé suivi bien le courant mesuré. L'observateur de Luenberger montre parfaitement sa robustesse lors de la variation de la vitesse.

▪ Cas de deux défauts :

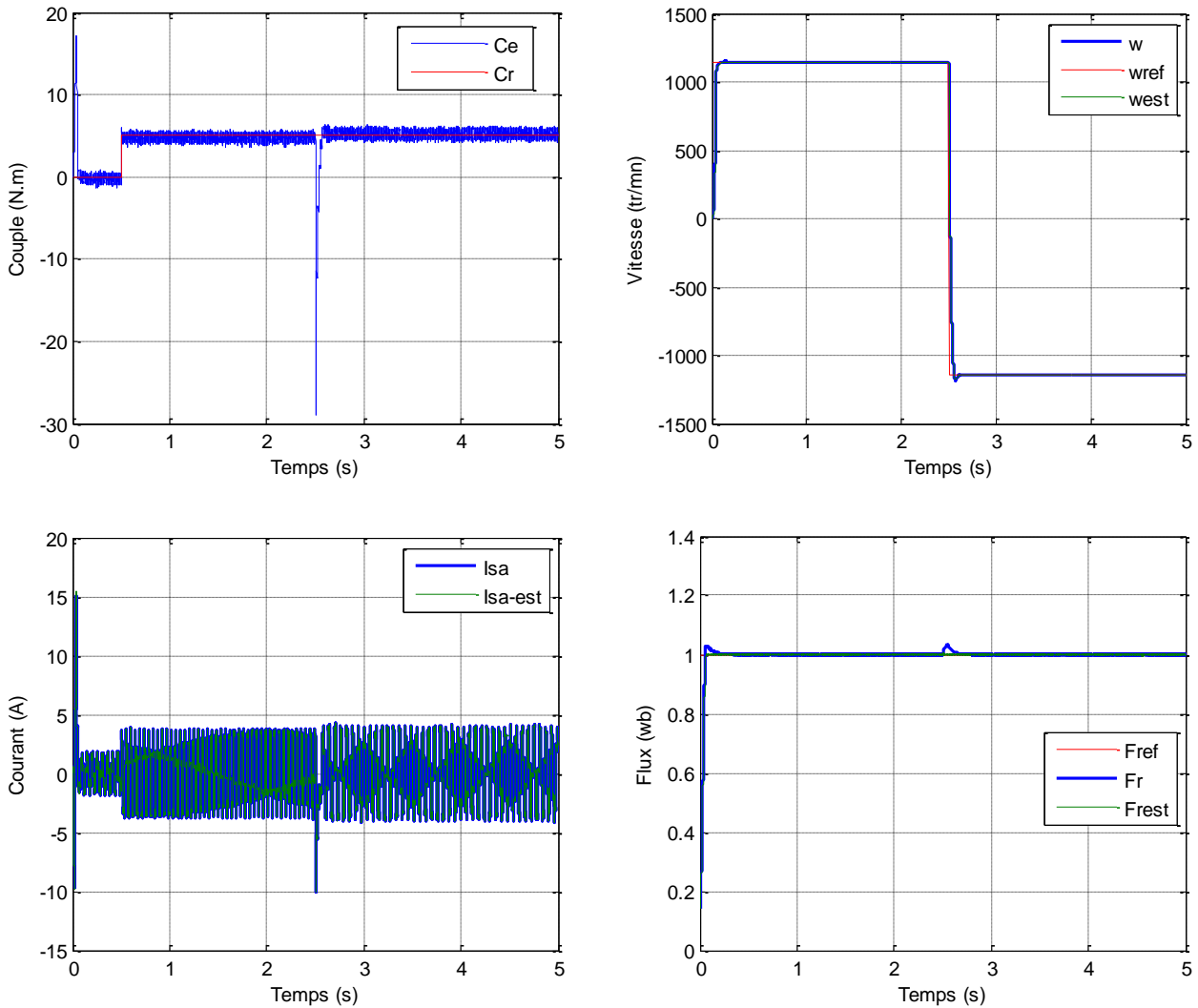


Figure (III.4) : Commande FTC Active de la MAS à base d'observateur de Luenberger.

Finalement il est important à noter que le processus d'observation démontre de bonnes poursuites même sous les conditions de fonctionnement assez sévères.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une approche de reconstruction de défaillances, où un observateur de Luenberger est utilisé pour une bonne reconstruction des défauts. Ensuite, les lois de contrôle supplémentaires sur la base des estimations de défauts qui en résultent permettent d'éliminer l'effet de ces défauts. L'efficacité du système FTC proposée est vérifiée car les résultats de simulation prouvent que le régime proposé FTC peut garantir la bonne performance de suivi du système.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur les systèmes tolérants aux défauts, plus précisément la synthèse d'une loi de commande passive et active tolérante aux défauts de la machine asynchrone. A l'issue de la reconstruction d'un défaut dans le système, la tâche de reconfiguration permet d'amener le système dans un état de fonctionnement permettant d'assurer des performances globales proches de celles désirées tout en préservant la stabilité.

Dans ce manuscrit, nous avons exploité deux approches de la FTC : une approche passive et une approche active.

Dans le cadre de l'approche passive, les contrôleurs sont synthétisés de façon à être robustes à certains défauts. L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques et sans l'utilisation en ligne d'information sur les défauts. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de la loi de commande mais sa capacité de tolérance intrinsèque reste restreinte à quelques défauts.

Contrairement à l'approche passive, l'approche active est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commandes en-ligne et en temps-réel tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. Dans certaines circonstances, une dégradation des performances peut être acceptée.

Le principe fondamental des systèmes de commande tolérants actifs aux défauts repose sur l'utilisation d'un mécanisme de reconfiguration agit sur un contrôleur reconfigurable qui doit être capable de s'adapter automatiquement au comportement du système. Notre objectif était la conception d'une loi de commande qui tolérer les défauts statoriques et/ou rotoriques. Les solutions proposées étaient basées principalement sur la structure FTC active à base d'observateur non linéaire.

Dans la première partie nous avons abordé dans un premier temps par le modèle mathématique du moteur à induction avec et sans présence de défaillances obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasée, puis on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le chapitre deux, la commande FTC passive par mode glissant dans un premier temps, ainsi que ses avantages (simplicité de conception, robustesse vis-à-vis des perturbations externes). Nous rappelons également le principal inconvénient de ce type de commande à savoir, l'existence d'un phénomène important de chattering.

Dans le chapitre trois, nous avons proposé une autre stratégie de commande FTC active. Le choix de cette stratégie a été motivé par les objectifs de stabilité et de robustesse qu'elles offrent. Des simulations ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

En conclusion, nous pouvons dire que les différents résultats obtenus par simulation montrent les améliorations qu'apporte la commande FTC active, notamment en terme de réduction des harmoniques de couple et les fluctuations dans les courants statoriques. Les résultats obtenus montrent une nette amélioration des performances de la MAS même en présence des défauts au stator ou au rotor.

Perspectives

Ce travail peut faire l'objet de travaux futurs tels que :

- Utilisation des observateurs plus évolués pour la reconstruction des états non mesurés.
- Les tests des programmes sur des bancs d'essai.

Annexe (A) :**Les paramètres de la machine asynchrone utilisée [6].**

<i>Vitesse nominale</i>	<i>2850 tr/min</i>
<i>Puissance nominale</i>	<i>1.1 KW</i>
<i>Résistance statorique</i>	<i>6.3 Ω</i>
<i>Résistance rotorique</i>	<i>7.828 Ω</i>
<i>Inductance cyclique statorique</i>	<i>0.5887 H</i>
<i>Inductance cyclique rotorique</i>	<i>0.9135 H</i>
<i>Inductance mutuelle</i>	<i>0.7153 H</i>
<i>Nombre de paires de pôles</i>	<i>1</i>
<i>Moment d'inertie</i>	<i>0.006093 Kg.m²</i>
<i>Coefficient de frottements visqueux</i>	<i>0 N.m.s / rad</i>
<i>Couple nominal</i>	<i>5 N.m</i>

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Xianrong, C. Vincent, C. Cyrille, « Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes stator », Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, 8-10 juillet 2002.
- [2] O. Benzineb, « Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts de la Machine asynchrone et des Convertisseurs Multicellulaires Séries », Thèse de doctorat, 2010.
- [3] V.I. Utkin, « Sliding mode control design principles and applications to electric drives », *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 40, N° 1, Feb. 1993.
- [4] H. Benderradji, « Contribution à la commande robuste de la machine à induction », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2013.
- [5] A. Bougurra, « Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical », Thèses de doctorat, Université de M'sila, 2015.
- [6] H. E. Zaiter, « Amélioration de la Robustesse d'une Commande d'une Machine Asynchrone en Présence d'un Défaut Statorique », mémoire de master, Université de M'sila, 2015.
- [7] R. Toufouti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [8] A. Bakhti, « Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts D'une Machine à Induction », mémoire de master, Université de M'sila, 2013.
- [9] K. Abed, « Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone », Thèse de doctorat en sciences électrotechniques option : Machines Electriques, Université de Constantine, 2010.
- [10] I. Benlaloui, « Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2016.
- [11] N. Benbaha, « Commande robuste tolérante aux défauts : application à la machine à courant alternatif », mémoire de magister, Université de Batna, 2009.

- [12] O. Benzineb et all, «Commande robuste et tolérante aux défauts d'un moteur asynchrone», International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing ICIEM ,10, May, 9-10, 2010, Batna, Algeria.
- [13] Y. Zouaoui, «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone», mémoire de magister, Université de Sétif, 2010.
- [14] A. Kechich, B. Mazari, « La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) », Afrique SCIENCE, vol. 4, no 1, pp. 21-37, 2008.
- [15] H.T. Himer, « Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone », mémoire de master, Université de M'sila, 2012.
- [16] S. Fizi, «Commande Adaptative Floue des Systèmes non Linéaires de Convergence en Temps Fini », mémoire magister, Université de Sétif, 2013.
- [17] C. Bennour, «Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation», mémoire de magister, Université de Biskra, 2012.
- [18] I. Bakhti, «Etude de différentes commandes non linéaires de la machine avec observation du flux et de vitesse », mémoire de magister, Université de Batna, 2007.
- [19] H. Ben Nadji, A. Belloul, « Commande la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant », mémoire de master, Université -El Oued, 2015.
- [20] H. Bouzeria, « Modélisation et commande d'une chaine de conversion photovoltaïque », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2016.
- [21] M. Laribi, M.S. Aït Cheikh, C. Larbès et L. Barazane, « Application de la commande synergétique au contrôle de vitesse d'une machine asynchrone », Revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N. 3, pp. 485 – 496, 2010.
- [22] M. Dehbi, « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone », programme de la deuxième journée des doctorants, Université de Sétif, 2012.
- [23] K. Astrom, et all, « Control of Complex, Systems ». Springer Verlag, 2000.

- [24] M. Blanke, M. Kinnaert, M. Lunze and M. Staroswiecki « Diagnosis and fault tolerant control». Springer, New York, 2003.
- [25] K. Marouani, K. Chakou, F. Khoucha, B. Tabbache, and A.Kheloui, « Observation and Measurement of Magnetic Flux in a Dual Star Induction Machine», IEEE, 978-1-4577-0123-8/11, 2011.
- [26] Dj. Cherifi, «Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », Thèses de doctorat, 2014.
- [27] K. Kendouci, «Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèses de doctorat, 2012.
- [28] A. Chebbi, «Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », mémoire de magister, 2011.
- [29] DL. Sobczuk, « Application of ANN for control of PWM inverter fed induction motor drives », Ph.D.thesis, Warsaw university of technology, Warszawa, 1999.
- [30] A. Raisemche, « Commande Tolérante aux Défauts du Capteur Mécanique d'une Machine Asynchrone dans une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique», Thèse de doctorat, Laboratoire Commande et Systèmes, (ESTACA), Paris, France, 2013.
- [31] T. Roubache, S. Chaouch, Ms. Nait said, « Backstepping design for fault detection and FTC of an induction motor drives-based EVs». AUTOMATIKA, vol. 57, no. 3, pp.736-748, 2016.

Résumé

Dans ce mémoire, nous avons présenté deux types de commande tolérante aux défauts (FTC: Fault Tolerant Control) : passive et active appliqués à la machine asynchrone (MAS), les recherches concernant la FTC des machines électriques montrent que l'effet de tels défauts se reflète dans les courants statoriques par des harmoniques de fréquences directement liée au type de défaut. A cette effet nous avons exploité le modèle de la MAS en présence des défaillances pour d'appliquer une technique de commande FTC. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la qualité des performances des lois des commandes utilisées.

Mots clés : Commande tolérante aux défauts (FTC), Commande par mode glissant (CMG), Observateur non linéaire, Machine asynchrone (MAS).

ملخص

في هذه المذكرة، قدمنا نوعين من التحكم المتحمل للخلل : السلبي والنشيط و تطبيقاتهما على المحرك الكهربائي اللائزمني، الأبحاث المتعلقة بهذا النوع من التحكم في الماكينات الكهربائية تبين أن تأثير مثل هذه العيوب ينعكس في التيارات الكهربائية الساكنة و ذلك عن طريق شوائب الترددات المتعلقة مباشرة بنوع الخطأ، ولهذا الغرض استخدمنا نموذج لمحرك كهربائي لائزمني موجود به خلل و قمنا بتطبيق تقنية التحكم المتحمل للخلل. النتائج المتحصل عليها من خلال المحاكاة تظهر جودة الأداء لقوانين التحكم المستخدمة.

كلمات مفتاحية : التحكم المتحمل للخلل، التحكم الانزلاقي، ملاحظ لا خطي، المحرك الكهربائي اللائزمني.