



Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse de Doctorat en Sciences

Filière : **Génie Electrique**  
Option: **Automatique**

Présenté par :

**Hemza MEKKI**

Magister de l'Ecole Nationale Polytechnique

Intitulé

## Diagnostic et Commande Tolérante en Mode Dégradé des Systèmes d'Entraînements Electriques

Soutenue publiquement le 08/03/2018, devant le jury composé de :

BOUDJEMA Farès	Professeur à l'ENP	Président
BOUKHETALA Djamel	Professeur à l'ENP	Directeur de thèse
BENZINEB Omar	Maître de Conférences/A à l'Univ. de Blida	Co-Directeur de thèse
CHRIFI-ALAOUI Larbi	Maître de Conférences /A à l'Univ. de Picardie	Co-Directeur de thèse à l'étranger
NEZLI Lazhari	Professeur à l'ENP	Examineur
BOUCHAFA Farid	Professeur à l'USTHB	Examineur
GROUNI Saïd	Professeur à l'UMB Boumerdes	Examineur
BENALIA Atallah	Professeur à l'Univ. de Laghouat	Examineur

**ENP 2018**

Thèse préparée au sein du:

Laboratoire de Commande des Processus (LCP), Ecole Nationale Polytechnique, Algérie.  
en collaboration avec le  
Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI), Université de Picardie Jules Verne, France.

**ملخص-** إشكالية التسامح مع الخطأ تنتمي إلى مجال التحكم في النظم المعقدة، حيث تكتسي المعلومات والخبرات متعددة التخصصات أهمية بالغة في دراسة وتطوير قوانين التحكم. يقترح هذا العمل ثلاث استراتيجيات تحكم متحمل للخلل (FTC) مخصصة للألات الكهربائية مثل المحركات التزامنية (MSAP) واللاتزامنية (MAS) في وجود عيوب نموذجية. لهذا الغرض، تم اعتماد طريقة التحكم الانزلاقي (SMC) مع وجود سطح انزلاق تكاملي. هذه الأخيرة تظهر تتبع جيد للإشارات المرجعية المطلوبة من طرف مخارج النظام في وقت محدود، وأسفرت عن دينامية أفضل وأداء مضاد للتشويش (السلبية FTC). وعلى الرغم من ذلك، لا يمكن للتحكم الانزلاقي التعامل مباشرة مع خلل النظام. إثر ذلك، تم اقتراح مزيج مناسب بين التحكم الانزلاقي واعتماد النموذج الداخلي لمحو تأثير الخلل. على الرغم من هذه الميزة، ال FTC الضمنية لا تكون فعالة إلا عندما تعرف خصائص الخلل مسبقاً. في الواقع، من أجل حل مشاكل التحكم المتسامح مع الخطأ السلبي والضمني، إضافة لكشف وعزل الخلل لجأنا إلى تطبيق تقنية جديدة تمزج بين التحكم المقترح (SMC) والمراقب الانزلاقي (SMO). حيث يتم استثمار هذه المراقبة لكشف وإعادة بناء أثر الخلل مباشرة، وأيضاً لتخمين بعض القيم صعبة القياس. وبالتالي، يمكن تحقيق التسامح مع فئة واسعة من الخلل المضاف (FTC النشطة). تم إثبات الاستقرار وفقاً لنظرية Lyapunov والنتائج التي تم الحصول عليها في حال غياب أو وجود الخلل تؤكد مصداقية النهج المقترح.

**كلمات مفتاح :** التحكم المتسامح للخلل (FTC)، FTC السلبية، FTC الضمنية، FTC النشطة، التحكم الانزلاقي، المراقب الانزلاقي، الآلة الكهربائية التزامنية، الآلة الكهربائية اللاتزامنية، كشف وعزل الخلل.

**Abstract-**The Fault-Tolerant Control (FTC) problem belongs to the field of complex control systems in which inter-disciplinary control information and expertise are required. This work proposes three improved FTC schemes for electrical machines (PMSM and IM) with typical faults. For this purpose, a sliding mode controller (SMC) with an integral sliding surface is adopted. This controller can ensure a good performance and disturbance rejection (passive FTC). Nevertheless, this controller cannot take into account the fault effects on the system. However, an appropriate combination between the SMC and the internal model can lead to fault effect compensation. Despite this advantage, the designed implicit FTC take place only when the faults characteristics are known a priori. To overcome this problem, a sliding mode observer SMO is designed to reconstruct the faults and also to give a sensorless control law. This later can tolerate a wide class of total additive failures (Active FTC). The closed-loop stability is proved by using the Lyapunov stability theory. The obtained results in healthy and faulty condition confirm the reliability of the suggested framework.

**Keywords-** Fault-Tolerant Control (FTC), Passive FTC, Implicit FTC, Active FTC, Sliding Mode Control and Observer (SMC and SMO), Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM), Induction Motor (IM), Fault Detection and Reconstruction.

**Résumé-**Le problème de la tolérance aux défauts (FTC) appartient au domaine de la commande des systèmes complexes dans lesquels l'information et l'expertise interdisciplinaires sont nécessaires. Ce travail propose trois stratégies de commande FTC dédiées aux systèmes d'entraînements électriques MSAP et MAS en présence de défauts typiques. A cet effet, une commande par mode glissant (SMC), dotée d'une surface de glissement intégrale, est adoptée. Cette dernière peut ramener la sortie à suivre le signal de référence avec de meilleures performances dynamiques et statiques en présence de perturbations (FTC passive). Cependant, la commande SMC ne peut pas prendre en compte l'effet des défauts du système. En effet, une combinaison appropriée entre la SMC adoptée et le modèle interne peut compenser l'effet des défauts. Malgré cet avantage, la FTC implicite conçue ne peut être efficace que lieu que lorsque les caractéristiques de défauts sont connues a priori. En effet, pour résoudre les problèmes des approches passives et implicites, une combinaison entre la commande robuste proposée (SMC) et l'observateur SMO est proposée où l'observateur est utilisé pour détecter et reconstruire les défauts en ligne et pour estimer une partie du vecteur d'états. Par conséquent, cette combinaison peut étendre la tolérance à une large classe de défauts additive (FTC Active). La stabilité en boucle fermée est prouvée selon le théorème de Lyapunov. Les résultats obtenus dans l'état sain et en présence de défauts confirment la faisabilité des approches proposées.

**Mots clés-** Commande Tolérante aux Défauts (FTC), FTC Implicite, FTC Passive, FTC Active, Commande et Observateur par Mode Glissant (SMC et SMO), Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), Machine Asynchrone (MAS), Détection et Reconstruction de Défauts.

# Liste des Publications personnelles

## Revue Internationales avec comite de lecture

- H. Mekki, L. Chrifi-Alaoui, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, “Integrated Fault Estimation and Fault Tolerant Control for PMSM Systems via Sliding Modes Strategies”, *IET Control Theory & Applications*, soumis. **Thomson Reuters, IF 1.95. ISSN: 1751-8652**
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, M. Benbouzid, “ Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems”, *ISA Transactions*. Vol. 57(2015), pp 340–351, 2015. **Thomson Reuters, IF 2.98. ISSN: 0019-0578**
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala and M. Tadjine, “Design of a Fault Tolerant Control Strategy for a class of Induction Motor Drives”, *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET)*, Vol. 1, pp 33-39, 2014.
- O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M.Tadjine, M.S Boucherit, “Implicit Fault Tolerant Control Technique Based Backstepping: Application to Induction Motor”, *Journal of Electrical Systems JES*, SI N° 2, pp109-124, 2010. **ISSN: 1112-5209**

## Congres Internationaux avec actes et comite de lecture

- H. Mekki, O. Benzineb, L. Chrifi-Alaoui, D. Boukhetala, M. Tadjine, “Robust Fault Reconstruction using Sliding Mode Observers for IM Drives”, *The 11th International Conference INTER-ENG 2017*, accepté.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, L. Chrifi-Alaoui, M. Tadjine, “Fault Tolerant Design for Permanent Magnet Synchronous Motor using Fuzzy Speed Controller”, *4th IFAC International Conference on Intelligent Control and Automation Sciences*, Vol. 49(5), pp 315-320, Reims, France, June 2016.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, L. Chrifi-Alaoui, “ Fault Tolerant Control of PMSM Drive Using Sliding Mode Strategy”, *IEEE International Conference ACEMP-OPTIM-Electromotion*. 2015, pp. 576-581, Side, Turkey, September 2015.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, L. Chrifi-Alaoui, “Internal Model based Fault Tolerant Control Strategy for PMS Motors”, *IEEE 2nd World Conference on Complex Systems, WCCS'14*, Agadir, Morocco, November 2014.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, M.E.H. Benbouzid, “ Fault Tolerant Control based Backstepping for Permanent Magnet Synchronous Motors”, *International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing, ICIEM'14*, pp. 172- 179, Batna, Algeria, May 2014.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, M.E.H. Benbouzid, “Induction Motor Robust Controller Design by Means of a Sliding Modes Approach and a High-Gain Observer”, *International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing, ICIEM'14*, pp. 165- 171, Batna, Algeria, May 2014.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala and M. Tadjine, “Fault Tolerant Control based Sliding Mode Application to Induction Motor”, *The International Conference on Control, Engineering & Information Technology, CEIT'13*, Sousse, Tunisia, June 2013.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, “ Hybrid field oriented-sliding mode robust control using high gain observer for induction motor”, *3rd International Science and Technology Conference, ISTEC'12*, pp. 599-606, Sharjah, UAE, Dec 2012.
- H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M.S. Boucherit, M. Tadjine, “ Passive Actuators Fault-Tolerant Control Strategy of Induction Motor” , *4th International Conference on Electrical Engineering, ICEE'12*, pp. 95-100, Algiers, Algeria, May 2012.
- O. Benzineb , H. Mekki, D. Boukhetala, M.Tadjine, M.S Boucherit “ Implicit Fault Tolerant Control Technique Based Backstepping: Application to Induction Motor” , *6th International Conference on Electrical Engineering, CEE'2010*, pp. 511-516, Batna, Algeria, October 2010.
- O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M.Tadjine, M.E.H Benbouzid, D.Diallo "Commande Robuste et Tolérante aux défauts d'un Moteur Asynchrone" *International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing, ICIEM'10*, pp. 383-390, Batna, Algeria, 2010.

# Remerciements

*Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP) en collaboration avec le Laboratoire des Technologies Innovantes (LTI) de l'Université de Picardie Jules Verne (UPJV) site du Cuffies-Soissons, France dans le cadre d'une bourse Algérienne de type PNE.*

*Je remercie Allah le tout puissant, pour m'avoir donné le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, que j'ai rencontré durant la préparation de ce modeste travail.*

*J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur BOUKHETALA Djamel, Professeur à l'ENP et Monsieur BENZINEB Omar, Maître de Conférences à l'Université de Blida, sans avoir oublié cher Monsieur CHRIFI ALAOUI Larbi, Maître de Conférences à l'UPJV, pour avoir acceptés de diriger ce travail ainsi que pour leurs aides, leurs disponibilités et leurs encouragements, qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de la réalisation de cette thèse. Qu'ils trouvent ici l'expression de mon profond respect.*

*Je tiens à remercier très sincèrement et vivement Monsieur TADJINE Mohamed, pour l'intérêt qu'il a porté au travail effectué et pour les conseils qu'il m'a donné.*

*Toute ma reconnaissance et mes sincères remerciements vont à Monsieur Farès. BOUDJEMA, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.*

*J'exprime ma vive gratitude à Monsieur NEZLI Lazhari, Professeur à l'ENP, pour m'avoir fait, encore une fois, l'honneur de juger mon travail ainsi que pour ses conseils.*

*Toute ma reconnaissance aussi à Monsieur BOUCHAFA Farid, Professeur à l'USTHB, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de participer au jury.*

*J'exprime mes vifs remerciements va à Monsieur GROUNI Said, Professeur à l'UMBB, d'avoir accepté de nous honorer par sa présence dans le jury.*

*Je tiens à remercier également Monsieur BENALIA Atallah Professeur à l'Université de Laghouat, pour avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur malgré son éloignement.*

*J'adresse aussi mes remerciements à mes collègues à la Faculté de Technologie en particulier ceux du département du Génie Electrique à l'Université de M'sila, l'ensemble des enseignants de l'ENP et de l'UPJV. Je remercie également les équipes de recherche des Laboratoires: LCP-ENP, LTI-UPNJ et LGE de l'Université de M'sila.*

*Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mes parents, mes frères et ma sœur qui m'ont soutenu et encouragé. Enfin, je remercie, mes chers amis et toute personne qui m'a aidé de près ou de loin à accomplir ce modeste travail.*

# Dédicace

*Je dédie ce travail :*

*A ma Mère*

*A mon Père*

*A mes Frères*

*A ma Sœur*

*A mes Proches*

*A tous mes Professeurs et mes Collègues*

*Hemza*

# Table des matières

<b>Table des Figures</b> .....	I
<b>Liste des Abréviations</b> .....	III
<b>Introduction Générale</b> .....	1
 <b>Chapitre I : Introduction au Diagnostic et à la Commande Tolérante aux Défauts</b>	
<b>I.1 EXIGENCES PRATIQUES DES SYSTEMES FTC</b> .....	5
<b>I.2 DEFAILLANCES ET DEFAUTS</b> .....	6
I.2.1 Défaut (Fault).....	7
I.2.2 Défaillance (Failure).....	7
<b>I.3 TYPES DE DEFAUTS</b> .....	7
I.3.1 Défauts actionneurs.....	8
I.3.2 Défauts composants.....	8
I.3.3 Défauts capteurs.....	8
<b>I.4 MODELISATION DES DEFAUTS</b> .....	8
I.4.1 Défauts multiplicatifs.....	9
Modélisation des défauts actionneurs.....	9
Modélisation des défauts capteurs .....	10
I.4.2 Défauts additifs.....	10
Modélisation des défauts capteurs et actionneurs.....	11
Modélisation des défauts composants.....	11
<b>I.5 METHODES DE DIAGNOSTIC DE DEFAUTS</b> .....	11
I.5.1 Définitions et concepts.....	12
I.5.2 Classification des méthodes de diagnostic.....	12
Diagnostic à base du modèle.....	13
Diagnostic sans modèle.....	14
<b>I.6 SYSTEMES TOLERANTS AUX DEFAUTS (FAULT TOLERANT CONTROL)</b> .....	15
I.6.1 Définitions des systèmes FTC.....	15
I.6.2 Classification des systèmes FTC.....	15
Techniques FTC passives.....	16
Techniques FTC active.....	17
<b>I.7 CONCLUSION</b> .....	20

## Chapitre II : Formulation du Problème FTC dans les Systèmes d'Entraînements Electriques

II.1 INTRODUCTION.....	21
II.2 MODELES DES MACHINES A L'ETAT SAIN.....	21
II.2.1 Modèle de la MAS à l'état sain .....	22
II.2.2 Modèle de la MSAP à l'état sain.....	23
II.3 MODELES EN PRESENCE DE PERTURBATIONS.....	23
II.3.1 Modèle de la MAS en présence de perturbations.....	25
II.3.2 Modèle de la MSAP en présence de perturbations.....	26
II.4 DEFAUTS DANS LES MACHINES ELECTRIQUES .....	27
II.4.1 Causes des défauts.....	27
II.4.2 Principaux défauts dans les machines électriques.....	27
II.4.3 Les harmoniques dues aux défauts.....	28
Défauts de roulements à billes.....	29
Défauts d'armature ou de stator.....	29
Défauts de rotor.....	30
Défauts d'excentricité.....	31
Défauts d'aimants du rotor dans les MSAP.....	32
II.5 MODELES EN PRESENCES DE DEFAUTS.....	32
II.5.1 Modèle de la MAS en présence de défauts.....	33
II.5.2 Modèle de la MSAP en présence de défauts.....	34
II.6 CONCLUSION.....	34

## Chapitre III : Commande Passive Tolérante aux Défauts

III.1 INTRODUCTION.....	36
III.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT (SMC).....	37
III.2.1 Généralités et principes.....	37
III.2.2 Conception de la commande SMC.....	38
Choix de la surface de glissement.....	38
Conditions de convergence et d'existence.....	39
Synthèse de la commande.....	39
III.3 COMMANDE FTC PASSIVE (PFTC).....	40
III.3.1 Application de la commande PFTC aux MSAP.....	41
Régulateur de la vitesse.....	41

Régulateurs de courants.....	42
Analyse de stabilité en boucle fermée.....	42
III.3.2 Application de la commande PFTC aux MAS.....	44
Régulateurs du Flux et de la vitesse.....	44
Régulateurs des Courants.....	45
Analyse de stabilité en boucle fermée.....	45
III.4 OBSERVATEUR A GRAND GAIN (HGO).....	48
III.4.1 La première condition.....	49
III.4.2 La deuxième condition.....	50
III.5 RESULTATS DE SIMULATION.....	50
III.5.1 Simulations numériques (cas MSAP).....	50
III.5.2 Simulations numériques (cas MAS).....	53
III.6 CONCLUSION.....	55

## **Chapitre IV : Commande Implicite Tolérante aux Défauts**

IV.1 INTRODUCTION.....	56
IV.2 POSITION DU PROBLEME.....	56
IV.3 COMMANDE FTC A MODELE INTERNE (IMPLICITE FTC).....	57
IV.3.1 Application de la commande FTC à la MSAP.....	58
IV.3.1 Application de la commande FTC à la MAS.....	61
IV.4 RESULTATS DE SIMULATION.....	63
IV.4.1 Simulations numériques (cas MSAP).....	64
IV.4.2 Simulations numériques (cas MAS).....	66
MAS sous l'effet d'un défaut.....	66
MAS sous l'effet de deux défauts.....	68
IV.5 CONCLUSION .....	69

## **Chapitre V : Détection, Reconstruction des Défauts et Commande Active FTC**

V.1 INTRODUCTION.....	70
V.2 PRELIMINAIRES ET FORMULATION DU PROBLEME.....	71
V.3 DETECTION ET RECONSTRUCTION DES DEFAUTS.....	74



*Table des matières*

V.3.1. Conception d'un Observateur par Mode Glissant (SMO) amélioré (cas MSAP).....	74
V.3.2. Conception d'un Observateur par Mode Glissant (SMO) amélioré (cas MAS).....	75
V.4 COMMANDE FTC A BASE DE MODE GLISSANT (AFTC).....	77
IV.5 RESULTATS DE SIMULATION.....	79
IV.5.1 Simulations numériques (cas MSAP).....	79
MSAP sous l'effet de défaut.....	79
MSAP avec la stratégie AFTC proposée.....	80
IV.5.2 Simulations numériques (cas MAS).....	82
MAS sous un défaut statorique.....	82
MAS sous un défaut rotorique.....	84
MAS sous deux défauts rotoriques.....	86
IV.6 CONCLUSION.....	88
<b>CONCLUSION GENERAL ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>89</b>
<b>ANNEXE A : PARAMETRES DE LA MSAP UTILISEE.....</b>	<b>91</b>
<b>ANNEXE B : PARAMETRES DE LA MAS UTILISEE.....</b>	<b>92</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>93</b>

## Table des figures

I.1 Accident nucléaire de Fukushima Daiichi.....	6
I.2 Accident de vol de Hudson River.....	6
I.3 Types de défauts dans le système de commande .....	7
I.4 Défauts additif et multiplicatif.....	8
I.5 Classification des méthodes FDD.....	13
I.6 Taxonomie des méthodes FTC.....	16
I.7 Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.....	17
I.8 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.....	18
I.9 Bloc diagramme de la méthode AFTC à base de projection.....	19
II.1 Déférent type d'excentricité: statique, dynamique et mixte.....	30
III.1 Les différents modes de trajectoire dans le plan de phase.....	37
III.2 Fonctions typiques: $sign(x)$ , $relay(x)$ et $sat(x)$ .....	46
III.3 Test de poursuite de référence (MSAP).....	50
III.4 Test de robustesse avec variation de couple de charge (MSAP).....	50
III.5 Test de robustesse avec variation de la résistance statorique (MSAP).....	51
III.6 Test de robustesse en présence d'un défaut statorique (MSAP).....	51
III.7 Test de poursuite de référence (MAS).....	52
III.8 Test de robustesse avec variation de couple de charge (MAS).....	52
III.9 Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique (MAS).....	53
III.10 Test de robustesse en présence d'un défaut statorique (MAS).....	53
III.11 Test de robustesse en présence de deux défauts statorique et rotorique..	54
IV.1 Structure de la commande implicite FTC.....	57
IV.2 Test de poursuite de référence en présence de défaut (MSAP).....	64
IV.3 Test de robustesse de la MSAP commandée via la stratégie implicite FT..	65
IV.4 MSAP commandée via l'implicite FTC avec +50% de sévérité de défaut....	65
IV.5 Test de poursuite de référence en présence d'un seul défaut (MAS).....	66
IV.6 Test de robustesse de la MAS commandée via la stratégie implicite FTC..	66
IV.7 MAS commandée via l'implicite FTC avec +50% de sévérité de défaut.....	67
IV.8 Test de poursuite de référence en présence de deux défauts.....	67
IV.9 Test de robustesse de la MAS commandée via la stratégie implicite FTC en présence de deux défauts.....	68

*Table de figures*

IV.10 Test de robustesse de la MAS commandée via la stratégie implicite FTC avec +50% de sévérité des défauts.....	68
V.1 Schéma synoptique de la stratégie AFTC proposée.....	73
V.2 Test de poursuite de référence en présence de défaut (MSAP).....	80
V.3 Test de robustesse de la MSAP commandée via la nouvelle stratégie AFTC.....	81
V.4 Résultats de simulation de la MSAP commandée via la stratégie AFTC proposée en présence d'un seul défaut.....	82
V.5 Test de poursuite de référence en présence d'un défaut statorique (MAS)...	83
V.6 Test de robustesse de la MAS commandée via la nouvelle stratégie AFTC.	83
V.7 Résultats de simulation de défaut et son estimée.....	84
V.8 Test de poursuite de référence en présence d'un défaut rotorique (MAS)....	84
V.9 Test de robustesse de la MAS commandée via la nouvelle stratégie AFTC..	85
V.10 Résultats de simulation, défauts réel et estimés par le SMO ainsi que les erreurs de suivi de défauts.....	85
V.11 Test de robustesse de la MAS sous l'effet de deux défauts.....	86
V.12 Test de robustesse, MAS commandée via la nouvelle stratégie AFTC.....	87
V.13 Résultats de simulation, défauts réel et estimés par le SMO ainsi que les erreurs de suivi de défauts.....	87

# Liste des Abréviations

AFTC	: Commande active tolérante aux défauts (Active Fault Tolerant Control)
FDD	: Détection et diagnostic des défauts (Fault Detection and Diagnosis)
FDI	: Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation)
FOC	: Commande par orientation du flux (Field Oriented Control)
FTC	: Commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control)
HGO	: Observateur a grand gain (Hight Gain Observer)
Implicit FTC	: Commande implicite tolérante aux défauts
MAS	: Machine Asynchrone
MSAP	: Machines Synchrones à Aimants Permanents
PFTC	: Commande passive tolérante aux défauts (Passive Fault Tolerant Control)
SMC	: Commande par mode glissant (Sliding Mode Control)
SMO	: Observateur par mode glissant (Sliding Mode Observer)
VC	: Commande vectorielle (Vector Control).

# Introduction Générale

La machine asynchrone (MAS) est parmi les systèmes d'entraînements électriques les plus répandus dans le monde industriel. Cette machine est réputée par sa robustesse et par son coût de fabrication le moins élevé par rapport à d'autres types de machines (Konstantinos *et al.* 2013). Par ailleurs, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont aujourd'hui largement utilisées dans de nombreuses applications industrielles en raison de leur rendement et leur puissance élevée (Teng *et al.*, 2012). Le domaine le plus favori pour l'utilisation de ce type de machines reste la traction électrique à vitesse variable dans les systèmes de transport (Erginer *et Sarul.*, 2013). Lors de l'utilisation de ces machines en milieu industriel, une attention particulière doit être accordée aux aspects commande, fiabilité et sûreté de son fonctionnement. Cela permettra, en partie, d'assurer la sécurité des personnes, la qualité de la production et la rentabilité des installations (Casimir., 2003).

Durant les dernières décennies, des efforts considérables en recherche et développement ont été fournis dans le domaine de la commande des machines électriques telles que la MAS et la MSAP. La technique de commande la plus populaire, dédiée à ce type de systèmes, est connue sous le nom de la commande vectorielle (VC) proposée par Hasse et Blaschke (Vas, 1990). En général, les deux régulateurs PI et PID conventionnels ont des difficultés pour assurer une bonne poursuite de référence en présence de variations paramétriques et/ou de perturbations de couple. Afin de faire face à ces problèmes, de nombreuses techniques de commande robustes ont été développées.

Au cours des dernières années, les stratégies de commande par mode glissant (SMC) ont suscité l'intérêt de beaucoup de chercheurs au niveau mondial. Ainsi, de nombreux travaux de recherche théoriques et avec applications ont été menés et rapportés dans la littérature (Edwards et Spurgeon, 1998). Parmi les caractéristiques les plus intéressantes de la SMC, on trouve l'insensibilité aux variations paramétriques, le rejet de perturbations externes et la simplicité de la conception et la mise en œuvre pratique. Les fondements théoriques de cette approche de commande sont dus à Utkin (Utkin *et al.*, 1999). En pratique, l'inconvénient majeur de cette commande reste le phénomène de *chattering* qui a un effet indésirable sur l'organe d'exécution de la commande. Malgré cet inconvénient, l'insensibilité et la robustesse de la SMC la rend adaptée à une grande classe de systèmes avec des performances satisfaisantes aussi bien dans des conditions de fonctionnement normales que détériorées (Wang *et al.*, 2012).

Une commande SMC avec une surface de commutation à action intégrale a attiré beaucoup d'attentions (Bouri *et Thomasset.*, 2001), (Eker *et Akinal.*, 2008). De nombreux exemples d'applications de cette stratégie de commande ont été donnés dans la littérature, où différents types de systèmes sont étudiés. Dans (Bouri *et Thomasset.*, 2001) le servomoteur électropneumatique a été considéré et deux régulateurs SMC, avec et sans action intégrale, ont été synthétisés. Les

résultats expérimentaux montrent que le second contrôleur fournit de meilleurs résultats, en particulier en régime permanent.

En outre, dans (Eker *et al.*, 2008) un système électromécanique est considéré, où une étude comparative entre trois stratégies de commande est présentée. En effet, les résultats expérimentaux ont confirmé que le SMC avec surface intégrale fournit de meilleures performances. Ainsi, la régulation de vitesse est plus rapide et plus performante vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations comparée aux résultats obtenus avec la SMC sans action intégrale et avec un PID classique. Dans (Mekki *et al.*, 2015), une SMC avec surface de glissement à action intégrale a été proposée pour la commande des moteurs électriques. Malgré les avantages de cette technique, l'apparition de défauts peut considérablement introduire une dégradation dans les performances de ces moteurs et peut même provoquer de dégâts inattendus. Cela nous a amené à penser à prendre en charge ces problèmes par la proposition d'autres types de commande plus élaborées.

Sachant que les moteurs électriques sont des éléments importants dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels, une panne dans une machine peut entraîner l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant afin de contourner le problème. Ces moteurs sont soumis à divers défauts (électriques et/ou mécaniques) tels que les courts-circuits statoriques, cassures de barres ou d'anneaux, des défauts d'excentricité, de capteurs et d'organe de commande etc... En effet, de nombreuses études (Benbouzid *et al.*, 2000 ; Thomson et Fenger 2001) ont montré que chacun des défauts révèle des harmoniques à des fréquences spécifiques dans les courants statoriques des machines. Ces fréquences sont directement liées à la nature des défauts. Le diagnostic des défauts (FD) joue un rôle essentiel en fournissant des informations sur les défauts/défaillances dans ces systèmes pour qu'une reconfiguration appropriée de la commande puisse avoir lieu (Chen *et al.*, 1999), (Nandi *et al.*, 2005), (Blanke *et al.*, 2010), (Isermann., 2011), (Ding., 2013), (Zolghadri *et al.*, 2014). Par contre, la phase de détection et diagnostic des défauts ne sera pas suffisante pour garantir la stabilité et les bonnes performances. Afin de faire face à ces problèmes, l'utilisation d'une unité de commande FTC devient indispensable.

La commande tolérante aux défauts n'est plus limitée aux systèmes hautes gammes tels que les engins spatiaux (Bustan *et al.*, 2014) et les applications automobiles (Tabbache *et al.*, 2013) mais elle devient un moyen important pour augmenter la fiabilité et la continuité de fonctionnement des systèmes d'entraînements électriques d'une manière générale.

En général, les approches FTC peuvent être classées en deux types, à savoir l'approche passive (PFTC) et l'approche active (AFTC). Le livre de Prashant *et al.*, 2013 passe en revue les concepts et l'état de l'art dans le domaine FTC. Une étude comparative entre ces deux approches FTC et les progrès récents ont été rapportés dans (Zhang et Jiang 2008) et (Jiang et Xiang 2012).

Notre travail de thèse rentre dans ce contexte, où une panoplie d'approches dédiées aux machines électriques est proposée. Le présent mémoire de thèse est organisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre comporte deux parties. La première partie est consacrée à un bref rappel sur l'existence et l'importance des systèmes FTC. Des éléments théoriques nécessaires à la compréhension des défauts et défaillances (définitions, types et modélisations) sont donnés. Dans la deuxième partie, nous présentons un état de l'art sur les principales techniques de diagnostic et de commandes tolérantes aux défauts (FTC) afin de justifier les choix et les orientations de cette thèse. Il était question de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ces domaines. Aussi, nous avons données une revue détaillée sur les différents axes de recherche ainsi que les travaux effectués dans ce domaine. Chaque méthode de diagnostic à base de modèle ou sans modèle, ainsi que de commande FTC passive ou active ont fait l'objet d'une brève discussion en mettant en évidence leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la modélisation des systèmes d'entraînement électriques MAS et MSAP dans différents régimes de fonctionnement sains, en présence de perturbations ainsi qu'en présence de défauts. Pour la formulation du problème FTC, on présente d'abord les modèles à l'état sain, disponible dans la littérature, ainsi que les modèles en présence de perturbations paramétriques. Cependant, une brève discussion sur les différents types de défauts pouvant apparaître au niveau des différentes parties de la MAS ou de la MSAP sera présentée. Enfin, la présence des défauts qui peuvent survenir au stator et au rotor nous ont permis d'élaborer les modèles des systèmes défaillants.

Les techniques de commande passives tolérantes aux défauts (PFTC) basées sur la stratégie du mode glissant (SMC) font l'objet du troisième chapitre. En effet, nous proposons une façon innovante pour aborder la conception des systèmes de commande FTC. Tout d'abord, une discussion sur la technique SMC sera présentée. Par la suite, une commande par mode glissant dotée d'une action intégrale et basée sur le principe du champ orienté sera synthétisée pour les deux systèmes MAS et MSAP. Cette dernière, présente l'avantage en termes de capacité d'assurer la bonne poursuite de références désirées et de compenser l'effet du couple de charge et des perturbations paramétriques. D'autre part, et dans le but d'atteindre l'objectif d'estimation (cas MAS), une association adéquate entre la commande SMC et l'observateur à grand gain du flux HGO sera présenté afin de montrer l'efficacité du système de commande PFTC proposé. Des simulations numériques seront présentées.

Dans le quatrième chapitre, nous étudions la commande implicite tolérante aux défauts. L'approche développée dans le troisième chapitre (SMC) et le modèle interne, qui génère un terme additif, sont combinées pour élaborer une commande FTC implicite. L'approche que nous avons tiré de la littérature repose sur la résolution d'une équation de Sylvester qui présente certains

inconvenients (Bonivento *et al.*, 2004). Ces inconvenients ont été éliminés par le développement d'un nouveau modèle interne basé sur la théorie de Lyapunov. Par la suite, une application de cette stratégie aux MSAP et MAS dans diverses situations de défaillance sera proposée. Des résultats de simulation seront effectués afin d'évaluer les performances de l'approche proposée.

Dans le cinquième et dernier chapitre, nous proposons une nouvelle technique qui sert à faire face au problème de détection et de reconstruction des défauts. En outre, une commande active tolérante aux défauts (AFTC) à base d'observateur sera proposée. Ainsi, un nouvel observateur à mode glissant modifié dédié à la détection et à la reconstruction des défauts est développé pour la MSAP et la MAS. Afin de synthétiser une commande active tolérante aux défauts, une combinaison entre l'observateur et la commande par mode glissant sera présentée. Cette approche présente un grand avantage en termes de compensation de l'effet des défauts. L'efficacité de cette stratégie de commande est démontrée à travers des tests de robustesses dans les différents régimes de fonctionnement sain ou défaillant. Enfin, ce chapitre est couronné par quelques remarques et conclusions.

Une conclusion générale donnera une synthèse sur le travail effectué et résumera les principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives envisagées pour la poursuite des recherches entamées dans le contexte de cette thèse.



# Chapitre I

## Introduction au Diagnostic et à la Commande Tolérante aux Défauts

### I.1 EXIGENCES PRATIQUES DES SYSTEMES FTC

Dans plusieurs systèmes complexes, tel que les centrales nucléaires (Figure I.1) et les systèmes aéronautiques (Figure I.2), la phase de diagnostic, détection et reconstruction des défauts est nécessaire, mais elle reste insuffisante pour assurer un bon fonctionnement à l'installation. En effet, lorsqu'un défaut apparaît dans ces systèmes, il devient nécessaire d'adapter la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité du système et d'assurer un fonctionnement acceptable en mode dégradé (Benzineb *et al.*, 2010). Ainsi, il est indispensable de faire appel à des techniques qui tiennent compte de l'interaction entre le système de détection de défauts et la loi de commande. C'est ce dernier point qui constitue aujourd'hui la préoccupation majeure des chercheurs dans ce domaine. Les figures I.1 et I.2 montrent quelques exemples où les défauts peuvent conduire à des accidents graves et montrent également l'importance de l'information et la commande tolérante aux défauts (FTC).

L'idée de base d'un système de commande FTC est de concevoir un dispositif de commande particulier permettant de maintenir la stabilité et les performances du système à commander sujet à des défauts pouvant le faire éloigner de son point de fonctionnement nominal. Le dispositif peut permettre aussi de mener le système de commande vers un autre point de fonctionnement proche du point de fonctionnement nominal. On parle, alors, de reconfiguration avec changement d'objectifs. Dans ce dernier cas, le système fonctionnera en mode dégradé (Mekki *et al.*, 2015).

En 2004, le Groupe de la Recherche Aéronautique et de la Technologie en Europe (GARTEUR) avait lancé le projet FM-AG16: FTC. Ce projet a commencé à partir de 2004 et devait être terminé en 2007. Le groupe AG16 a entamé de nouvelles recherches sur la commande FTC dans les systèmes de vol et a démontré l'importance de l'utilisation de ces lois de commande (FTC) pour réduire la probabilité d'accident. L'objectif était d'appliquer un certain nombre d'algorithmes FDD et FTC dans un scénario de défaillance réaliste. Actuellement, le projet est mené par plusieurs universités en Europe, telles que l'université de Cambridge, l'université de Leicester, l'université de Hull et l'université Brunel au Royaume-Uni, l'université de technologie de Delft au

Pays-Bas, l'université de Lille 1 et l'université de Bordeaux en France (Azar *et al.*, 2015).

La figure I.1 illustre l'accident nucléaire de Fukushima Daiichi qui a eu lieu le 11 Mars, 2012. Cette figure représente une vue aérienne de la centrale nucléaire avant et après la catastrophe.



**Figure I.1** Accident nucléaire de Fukushima Daiichi.

La figure I.2 illustre l'accident de vol de Hudson River le 15 Janvier 2009. L'US Airways abattu 1549 flottant sur la rivière Hudson dans le côté ouest de Manhattan. Le vol a duré cinq minutes et huit secondes après le décollage. Heureusement, aucune perte de vie dans cet accident n'a été constatée.



**Figure I.2** Accident de vol de Hudson River.

Dans le présent chapitre, nous donnons les notions et les définitions de base relatives aux domaines du diagnostic (FDD) et de la commande tolérante aux défauts (FTC).

## I.2 DEFAILLANCES ET DEFAUTS

Des notions de base sur les défauts et les défaillances sont données dans plusieurs références (Patton., 1997), (Blanke *et al.*, 2010), (Isermann., 2011), (Alwi *et al.*, 2011) et (Prashant *et al.*, 2013). Les définitions fournies dans ces

ouvrages sont en conformité avec celles données par le comité technique de l'IFAC SAFEPROCESS comme indiqué dans (Isermann et Balle., 1997).

### I.2.1 Défaut (Fault)

- **Défaut:** *Déviations non permises d'au moins une propriété caractéristique ou un paramètre du système des conditions acceptables, habituelles ou standards.*

Il est à noter que, dans les systèmes commandés, l'apparition des défauts dans les composants peut conduire à une défaillance totale du système dans des conditions précises et aussi lorsque des mesures appropriées ne sont pas prises (Isermann et Balle., 1997).

### I.2.2 Défaillance (Failure)

- **Défaillance:** *Interruption permanente de la capacité d'un système à assurer une fonction requise dans des conditions opérationnelles spécifiées.*

Par exemple, une machine électrique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut provoquer une défaillance à venir (Isermann et Balle., 1997).

Par ailleurs, une défaillance est une situation beaucoup plus sévère qu'un défaut. Quand un défaut se produit dans un actionneur, par exemple, l'actionneur est encore utilisable mais peut devenir moins efficace. A l'état de défaillance, un nouvel actionneur devient nécessaire pour maintenir le système en état de fonctionnement (Alwi et al. 2011).

## I.3 TYPES DE DEFAUTS

En général, les défauts peuvent apparaître au niveau de différentes parties du système. Ces défauts sont souvent classés en trois catégories en fonction de leur emplacement comme indiqué sur la figure I.3: défauts capteurs, actionneurs et composants système (Klinkhieo., 2009), (Benzineb., 2010), (Mekki et al., 2014.a).

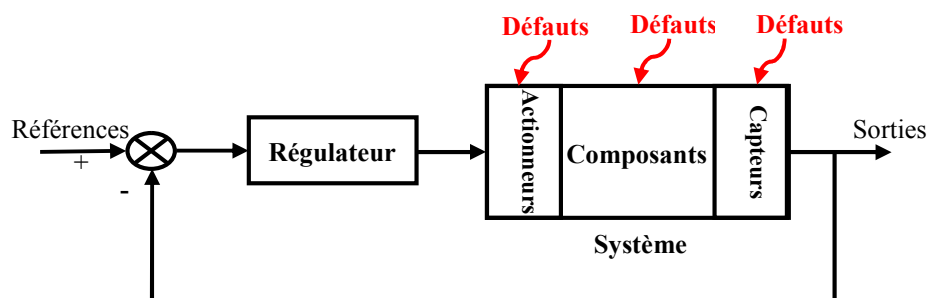


Figure I.3 Types de défauts dans le système de commande.

### I.3.1 Défauts actionneurs :

Ces types des défauts agissent au niveau de la partie opérative et détériorent le signal d'entrée du système. Ils représentent une perte totale (défaillance) ou partielle d'un actionneur agissant sur le système. Un exemple de perte totale d'un actionneur est un actionneur qui est resté "collé" sur une position entraînant une incapacité à commander le système par le biais de cet actionneur. Les défauts actionneurs partiels sont des actionneurs réagissant de manière similaire au régime nominal mais en partie seulement, c'est-à-dire avec une certaine dégradation dans leur action sur le système, (perte de puissance d'un moteur, fuite dans un vérin, . . .).

### I.3.2 Défauts composants :

Ce défaut provient du système lui-même; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut actionneur ou capteur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche. En pratique, ceci revient à considérer une modification des caractéristiques du système proprement dit (la résistance à coefficient de température négatif, d'une chaufferie est cassée, un roulement est altéré, . . .).

### I.3.3 Défauts capteurs :

La cause d'une mauvaise image de l'état physique du système est due aux défauts capteurs. Un tel défaut, partiel, produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la vraie valeur de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la vraie valeur, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Par contre, un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer.

## I.4 MODELISATION DES DEFAUTS

En fonction de la façon par laquelle ils agissent sur le système, les défauts sus-cités peuvent être qualifiés d'*additif* et de *multiplicatif*. Selon la figure (I.4), des défauts *multiplicatifs* affectent le comportement du procédé indépendamment des entrées connues (tels que les défauts actionneurs et défauts capteurs). S'ils affectent le procédé d'une façon dépendante des entrées connues, ils sont considérés comme étant *additifs* (défauts système); voir (Rodrigues., 2005), (Liu., 2006), (Klinkhieo., 2009) et (Benzineb., 2010).

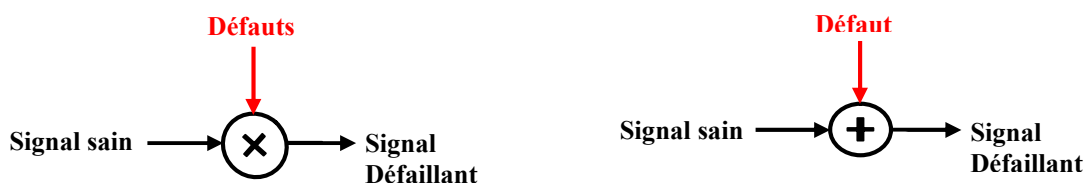


Figure I.4 Défauts additif (à droite) et multiplicatif (à gauche).

Dans cette partie, nous nous intéressons à la représentation mathématique des défauts.

Supposons que l'on dispose d'un modèle linéaire d'un procédé sous la forme d'une représentation d'état:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x + D \cdot u \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Où  $x$ ,  $u$  et  $y$  représentent respectivement les vecteurs d'état, de commande et de sortie du système,  $x \in \mathfrak{R}^n$ ,  $u \in \mathfrak{R}^m$  et  $y \in \mathfrak{R}^p$ ;  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  sont des matrices de dimensions  $n \times n$ ,  $n \times m$ ,  $p \times n$  et  $p \times m$  respectivement

### 1.4.1 Défauts multiplicatifs

Le modèle du défaut multiplicatif est souvent utilisé pour représenter un dysfonctionnement dans les actionneurs ou les capteurs du système.

#### a) Modélisation des défauts actionneurs

Ils sont modélisés comme des signaux additifs aux signaux d'entrée. Un dysfonctionnement dans l'actionneur est un changement brusque dans la commande nominale qui prend la forme suivante :

$$u_f = u + (I - \Sigma_A) \cdot (\bar{u} - u) \quad (\text{I.2})$$

avec :  $\bar{u} \in \mathfrak{R}^m$  un vecteur non manipulable.

$$\Sigma_A = \text{diag}(\delta_1^a, \delta_2^a, \dots, \delta_m^a) \quad \text{ou} \quad \delta_i^a \in \mathfrak{R} \quad \text{et} \quad \delta_i^a = (1 \text{ ou } 0)$$

$\delta_i^a = 0$  représente un défaut total du  $i^{\text{ième}}$  actionneur du système de manière à ce que le signal de commande provenant de cet actionneur devient égal au  $i^{\text{ième}}$  élément du vecteur incontrôlable  $\bar{u}$ , c'est-à-dire  $u_f(i) = \bar{u}(i)$

$\delta_i^a = 1$  implique que le  $i^{\text{ième}}$  actionneur fonctionne normalement, c'est-à-dire  $u_f(i) = u(i)$

Le remplacement de la commande nominale  $u$  par sa forme en cas de défaut  $u_f$  nous donne le modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \Sigma_A \cdot u + B \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} \\ y = C \cdot x + D \cdot \Sigma_A \cdot u + D \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Bien que les défauts multiplicatifs n'affectent pas directement la dynamique du système commandé lui-même; ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système en boucle fermée et peuvent également affecter la commandabilité du système.

### **b) Modélisation des défauts capteurs**

Ils sont modélisés par des signaux additifs aux signaux de sortie. D'une manière similaire, les défauts de capteurs représentent des mesures différentes des valeurs réelles des variables de sortie. Ils peuvent être représentés comme suit :

$$y_f = y + (I - \Sigma_C) \cdot (\bar{y} - y) \quad (\text{I.4})$$

$$\Sigma_C = \text{diag}(\delta_1^c, \delta_2^c, \dots, \delta_m^c) \quad \text{ou} \quad \delta_j^c \in \mathfrak{R} \quad \text{et} \quad \delta_j^c = (1 \text{ ou } 0)$$

Si  $\delta_j^c = 0$ , il s'agit d'un défaut total du  $j^{\text{ième}}$  capteur. Sinon ( $\delta_j^c = 1$ ), le  $j^{\text{ième}}$  capteur fonctionne correctement.

En cas de défauts de capteurs, le système (I.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = \Sigma_C \cdot C \cdot x + \Sigma_C \cdot D \cdot u + (I - \Sigma_C) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Par conséquent, la combinaison des deux types de défauts multiplicatifs (actionneur et capteur) change le modèle (I.1) en :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot \Sigma_A \cdot u + B \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} \\ y = \Sigma_C \cdot C \cdot x + \Sigma_C \cdot D \cdot \Sigma_A \cdot u + \Sigma_C \cdot D \cdot (I - \Sigma_A) \cdot \bar{u} + (I - \Sigma_C) \cdot \bar{y} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Il est à noter que le modèle multiplicatif est souvent utilisé pour représenter la majorité des défauts de capteurs et d'actionneurs, mais pas autant pour les défauts des composants du système.

#### **I.4.2 Défauts additifs**

Par rapport à la représentation multiplicative, la représentation additive des défauts est la plus utilisée. A cet effet, le système d'état (I.1) prendra la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + F \cdot f_f \\ y = C \cdot x + D \cdot u + E \cdot f_f \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

Où  $f_f \in \mathfrak{R}^{n_f}$  est un signal décrivant les défauts. Cette représentation peut en principe être utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les défauts capteurs, actionneurs et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (I.7) induit un signal  $f_f$  dépendant de  $u$ ,  $y$  et  $x$ .

Par exemple, si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs, (i.e. mettre  $\Sigma_A = 0$  et  $\bar{u} = 0$  dans (I.2)) alors, pour avoir (I.7) équivalent à (I.3) le signal  $f_f$  doit vérifier:

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} \cdot f_f = \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \cdot \Sigma_A \cdot u \quad (\text{I.8})$$

Ce qui rend  $f_f$  dépendant de  $u$  et par conséquent complique la conception du régulateur.

### **a) Modélisation des défauts capteurs et actionneurs**

Supposons que le modèle :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + f_f^a \\ y = C \cdot x + D \cdot u + f_f^s \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Soit utilisé pour représenter les défauts dans les capteurs et les actionneurs. La fonction de transfert correspondante s'écrit :

$$y = (C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B + D) \cdot u + C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot f_f^a + f_f^s$$

A partir de cette fonction on remarque que l'effet d'un défaut d'actionneur sur la sortie peut être représenté par  $f_f^a$  mais aussi par  $f_f^s$ .

L'avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non pas par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes FDD se basent sur la représentation additive.

### **b) Modélisation des défauts composants**

Les défauts composants du système sont les plus rencontrés car ils incluent pratiquement tout changement dans quel élément que ce soit du système. Ils ont été définis dans cette section comme la classe de tous les défauts qu'on ne peut pas qualifier par défauts de capteurs ou d'actionneurs. Ces défauts provoquent des changements dans toutes les matrices de la représentation d'état du système car celles-ci dépendent pratiquement des mêmes paramètres physiques subissant un changement. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f) \cdot x + B(f) \cdot u \\ y = C(f) \cdot x + D(f) \cdot u \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où  $f \in \mathcal{R}^{n_f}$  est un vecteur décrivant les défauts.

## **I.5 METHODES DE DIAGNOSTIC DE DEFAUTS**

L'évolution de la recherche dans le domaine des méthodes de redondance analytique pour le diagnostic de défauts avait commencé dans les années 1970. Depuis, de nombreuses approches dans le cadre du diagnostic de défaut sont proposées (Chen et Patton., 1999), (Nandi et al., 2005), (Blanke et al., 2010), (Isermann., 2011), (Ding., 2013), (Zolghadri et al., 2014). De nombreuses méthodes et procédures sont mises en pratique grâce au développement de la

technologie et de l'informatique. Ainsi, plusieurs techniques de diagnostic ont été appliquées sur des systèmes industriels (Klinkhieo., 2009).

### I.5.1 Définitions et concepts

Le diagnostic de défauts (FD) joue un rôle essentiel en fournissant des informations sur les défauts/défaillances dans le système pour permettre à la reconfiguration appropriée d'avoir lieu. La fonction principale du FD est de détecter la présence et les caractéristiques d'un défaut ou d'une défaillance afin que des mesures correctives puissent être prises pour éliminer ou réduire l'effet sur les performances globales du système (Alwi *et al.*, 2011). Le FD comprend aussi la *détection*, l'*isolation* et l'*identification* des défauts. La détection de défaut est la détermination de la présence du défaut dans un système et le temps de détection. L'isolement du défaut est utilisé pour discriminer l'emplacement de défauts et le temps de détection. Par contre, l'identification du défaut donne des informations de la taille et de la nature du défaut (Chen *et Patton.*, 1999).

Le comité technique de l'IFAC, comme indiqué dans (Isermann *et Balle.*, 1997), définit:

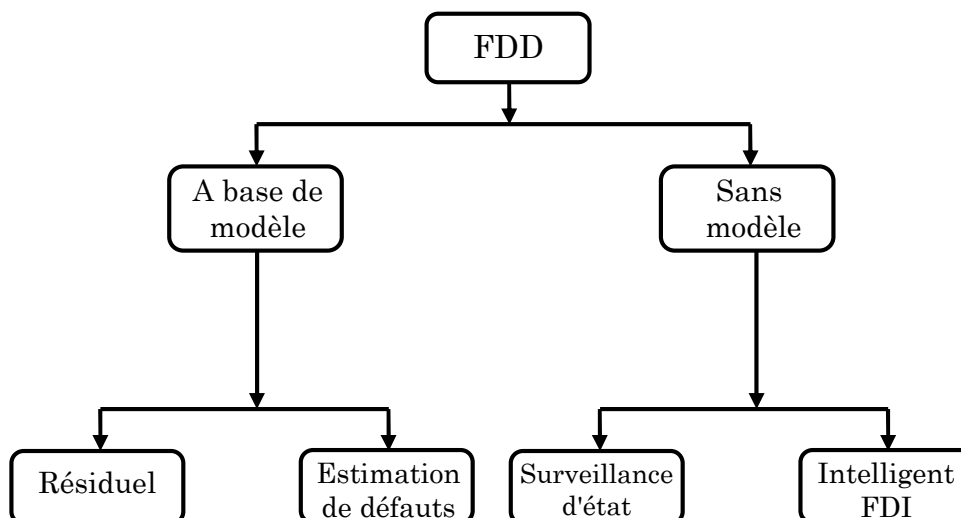
- **Fault Diagnosis (FD):** *is the name given that used to determine the presence and characteristics of faults.*
- **Fault detection:** *determination of the faults present in a system and the time of detection.*
- **Fault isolation:** *determination of the kind, location and time of detection of a fault.*
- **Fault identification:** *determination of the size and time-variant behavior of a fault.*

Les procédures de détection et d'identification de défauts (FDD) offrent une extension à ceux du FDI en fournissant un '*diagnostic*' supplémentaire de défauts en termes d'identification ou d'estimation de défauts et parfois une évaluation du degré de sévérité de défaut(s) (Blanke *et al.*, 2010).

### I.5.2 Classification des méthodes de diagnostic

Il existe de nombreuses classifications des méthodes de détection et de diagnostic (FDD) dans la littérature (Chen *et Patton.*, 1999), (Klinkhieo., 2009), (Alwi *et al.*, 2011). Les méthodes connues sont les FDD à base du modèle et sans modèle. Compte tenu de la stratégie FTC globale, les régimes FDD à base de modèle et sans modèle sont regroupés, en fonction de leurs capacités, en deux grandes catégories comme montre la figure I.5.





**Figure I.5** Classification des méthodes FDD.

### I.5.2.1 Diagnostic à base de modèle

Les régimes FDD basés sur des modèles peuvent être regroupés en deux grandes catégories; FDD en utilisant des schémas résiduels et FDD qui a la capacité d'estimer les défauts (voir Figure I.5). La classification à base de modèle est donnée dans (Chen *et* Patton., 1999), (Isermann., 2011), (Ding., 2013). Une brève description de quelques régimes FDD basés sur des modèles est donnée ci-dessous.

#### a) FDD à base de résidu

Dans FDD fondé sur les résidus, les signaux de mesures du modèle mathématiques et du matériel sont comparés et la différence filtrée forme un signal résiduel (Chen *et* Patton., 1999). Dans des conditions exemptes de pannes nominales, les résidus doivent être zéro, et non nulle lorsque des défauts/défaillances se produisent. Ce signal résiduel est généralement comparé avec un seuil afin d'éviter les fausses alarmes dues aux perturbations ou aux incertitudes. Lorsque le signal résiduel est supérieur au seuil, le défaut produit est indiqué. Habituellement, le défaut est détecté et son emplacement est identifié, mais il n'y a pas plus d'informations sur le défaut (Klinkhieo., 2009).

Une bonne partie de recherche a été axée sur les FDD basé sur les résidus en utilisant différents méthodes pour diverses applications. En particulier, (Chen *et* Patton., 1999) fournit une excellente étude sur les régimes FDD résiduelles à base de modèles couvrant tous les aspects y compris les principes de base et les questions de robustesse.

#### b) FDD à base d'estimation de défaut

Certaines méthodes FTC proposées dans (Alwi., 2008), (Alwi *et al.*, 2011), (Mekki *et al.*, 2015), (Qian *et al.*, 2016) et (Lan *et* Patton., 2016) requièrent des

estimations de l'efficacité de l'actionneur pour permettre aux régimes de tolérer les défauts ou les défaillances. En termes de FTC dans le cas des défauts capteurs, si le défaut du capteur est estimé ou reconstruit, cette information peut être utilisée directement pour corriger les mesures des capteurs avant qu'ils ne soient utilisés par le contrôleur. Cela évitera la reconfiguration ou la restructuration du contrôleur (Alwi *et al.*, 2011).

Dans le FDD à base d'estimation de défaut, on trouve les systèmes d'estimation des paramètres qui fournissent un moyen de mettre à jour les paramètres du système en ligne et en temps réel et pour la reconfiguration du contrôleur. L'estimation des paramètres est l'une des nombreuses méthodes qui ont été appliquées aux systèmes non linéaires. Ces systèmes contiennent de nombreux paramètres qui changent en fonction des conditions de fonctionnement. Ces paramètres sont généralement pré-estimés avant d'être utilisés pour la modélisation ou la conception des lois de commande. Cependant, en cas de défauts ou défaillances surtout dans le cas des dommages structurels, aucune pré-estimation précise n'est disponible et donc ces coefficients doivent être obtenus en ligne (Alwi., 2008).

### **1.5.2.2 Diagnostic sans modèle**

L'une des principales questions liées à des conceptions basées sur des modèles est la disponibilité et la qualité du modèle. Les erreurs résultant des modèles imparfaits ou erronées vont affecter les performances du système de diagnostic de défaut (Patton et Chen 2000). L'utilisation des méthodes basées sur des modèles robustes se traduit, généralement, par une conception qui est insensible aux défauts et limitée à certaines catégories d'incertitudes (Alwi *et al.*, 2011).

#### **a) Intelligent FDI**

Depuis la fin des années 1990, beaucoup de travaux de recherche ont été menés sur les méthodes FDD non basées sur le modèle, en particulier ceux utilisant les approches d'intelligence artificielle telles que la logique floue et les réseaux de neurones artificielles (Yang *et Wang.*, 2015), (Keliris *et al.*, 2016).

Un des avantages de l'utilisation de ces approches, en particulier les réseaux neuronaux pour le FDD est leur capacité à modéliser une grande classe de fonctions non linéaires (Patton *et Chen* 2000).

#### **b) Surveillance d'état**

Parmi les méthodes traditionnelles largement utilisées dans l'industrie on trouve la surveillance d'états. Il est important que la détection précoce des défauts dans les composants, tels que les roulements, permet la maintenance préventive qui conduit à la réduction du temps d'arrêt. La surveillance d'état est très populaire dans les processus de production comme les lignes de production de composants électroniques et les systèmes critiques non-sécurisé.

Cette méthode dépend principalement des propriétés statistiques des mesures, par exemple vibrations structurelles, prélevés sur des points spécifiques d'un équipement et l'analyse spectrale tels que la transformée de Fourier rapide (FFT) ou l'analyse des tendances comme les MTTF (Mean Time to Failure) et MTBF (Mean Time Between Failures). Ces outils d'analyse fournissent des informations sur la condition de «santé» des composants, et les défauts peuvent être détectés lorsque les seuils sélectionnés ont été violés ou une tendance de défaut apparaît dans les données analysées. Par contre, l'inconvénient majeur de la plupart des méthodes de surveillance est que le processus de collection et d'interprétation des données reste lent et fastidieux. Ils ont également une capacité limitée pour le FTC, car les défauts ne peuvent pas être détectés hors ligne, puisque ils dépendent des données recueillies pendant le fonctionnement. La surveillance d'état souffre également des variations en termes de l'évolution des conditions d'exploitation. Cela signifie qu'il est difficile de différencier les défauts des perturbations liées au fonctionnement. Un autre inconvénient de surveillance d'état, est qu'un seul de défaut peut causer plusieurs alarmes et provoque parfois des anomalies dans les données recueillies pour les autres unités. Cela cause des difficultés à localiser la source d'origine des défauts ou des défaillances (Alwi., 2008).

## **I.6 SYSTEMES TOLERANTS AUX DEFAUTS (FAULT TOLERANT CONTROL)**

### **I.6.1 Définitions des systèmes FTC**

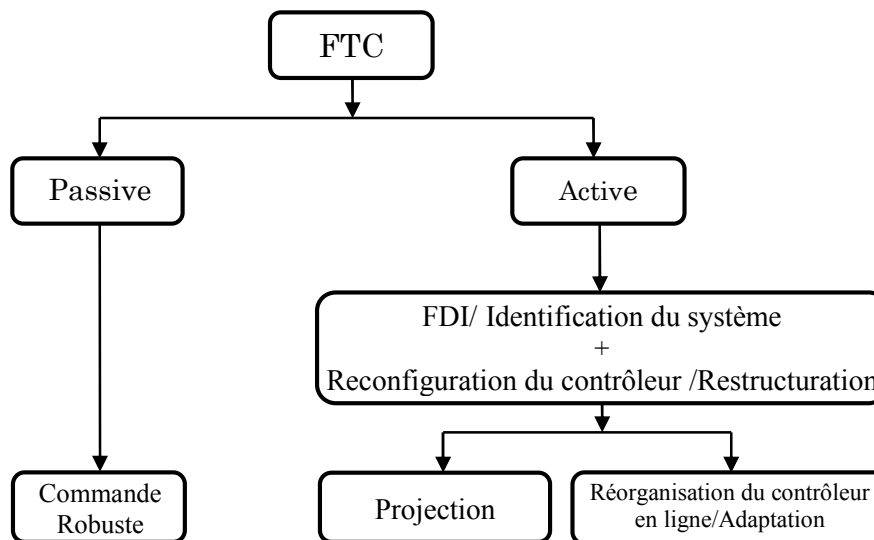
La commande FTC a pour but de s'accommoder automatiquement à l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a aussi pour but d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé (Mekki et al., 2015).

La tolérance aux défauts est un concept qui a été abordé par de nombreux auteurs. Au cours des deux dernières décennies, il y a eu une importante production scientifique sur ce sujet (Bonivento *et al.*, 2004), (Benbouzid *et al.*, 2007), (Blanke *et al.*, 2010), (Zhang et Jiang., 2008), (Noura *et al.*, 2009), (Alwi *et al.*, 2011), (Klinkhieo., 2009), (Jiang et Xiang., 2012), (Prashant *et al.*, 2013), (Gouichiche *et al.*, 2013), (Djeghali *et al.*, 2013), (Raisemche *et al.*, 2014), (Mekki *et al.*, 2015), (Qian *et al.*, 2016), (Lan et Patton., 2016)

### **I.6.2 Classification des systèmes FTC**

Généralement, dans (Patton., 1997) et (Zhang *et* Jiang., 2008), les auteurs classent les systèmes FTC en deux groupes principaux: systèmes à FTC Actives (AFTC) et systèmes à FTC Passives (PFTC) tel que présenté dans la figure I.6. Ces deux approches utilisent différentes méthodologies de conception pour le même objectif de la commande. Les livres (Noura *et al.*, 2009), (Blanke *et al.*, 2010) et (Prashant *et al.*, 2013) examinent la conception et les applications pratiques des systèmes FTC. Les progrès récents avec étude comparative entre

ces deux approches FTC sont disponibles dans (Alwi *et al.*, 2011) et (Jiang et Xiang., 2012). Un tableau présentant une comparaison succincte des méthodes FTC est également donnée par (Jones., 2005). La taxonomie des méthodes FTC actives et passives adoptées (Patton., 1997) est illustrée ci-dessous:



**Figure I.6** Taxonomie des méthodes FTC.

### a) Techniques FTC passives

Un système en boucle fermée peut avoir une tolérance aux défauts limitée au moyen d'une contre réaction soigneusement choisie, en prenant soin aussi bien de l'effet des défauts et des incertitudes du système. Un tel système est parfois appelé un système à FTC passive (Jiang et Xiang., 2012). Bien qu'il existe des systèmes dans lesquels un contrôleur fixe peut compenser les effets de certains défauts. Généralement des informations sur la nature du défaut et son emplacement est nécessaire afin que le contrôleur soit capable de réagir pour compenser l'effet du défaut (Patton., 1997).

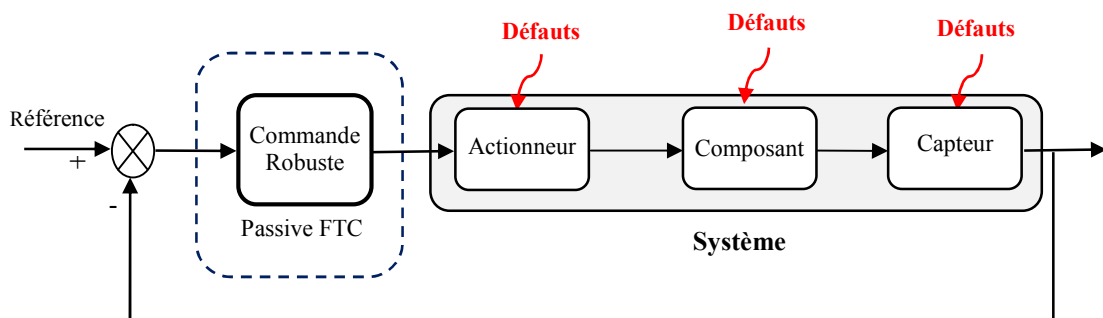
Comme le montre la Figure I.7, les approches passives utilisent des techniques de commande robustes pour s'assurer qu'un système en boucle fermée reste insensible à certains défauts en utilisant des paramètres constants pour le contrôleur. Une liste de dysfonctionnements potentiels est supposée connue a priori, comme les défauts de conception de base et tous les modes de défaillance ainsi que les conditions de fonctionnement du système considérées comme normales au stade de la conception (Jiang et Xiang., 2012). Quand une panne survient, le contrôleur doit être capable de maintenir la stabilité du système avec une dégradation acceptable des performances. Aussi, l'efficacité de cette stratégie dépend de la robustesse du système nominal en boucle fermée. Il est important de noter que cette approche ne nécessite ni schéma de détection de défauts ni reconfiguration de loi de commande, ce qui la rend attractive de point de vue calcul. Ces techniques sont généralement simples dans la mise en œuvre mais leur utilisation en pratique reste très limitée.

On distingue deux approches : passive et active. Dans l'approche passive on utilise les techniques de commande robustes (Niemann et Stoustrup., 2005), (Benosman et Lum., 2010), (Mekki *et al.*, 2014.b), (Djeghali *et al.*, 2013) afin que le système en boucle fermée devienne insensible à un ensemble connu de défauts.

L'utilisation de cette approche donne lieu à certaines constatations et remarques à savoir :

- Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. La commande est donc robuste aux défauts prescrits, alors que sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts.
- La robustesse assurée vis à vis des défauts, peut réduire les performances nominales du système. Comme les défauts sont des phénomènes qui arrivent rarement, il n'est pas raisonnable de dégrader les performances nominales du système pour un ensemble très réduit de défauts.
- En pratiques, l'utilisation de la commande robuste toute seule peut ne pas suffire sans l'utilisation du module de diagnostic et de connaissance a priori de la nature du défaut (sa sévérité, sa localisation, . . .), le système passif aura alors une faible capacité de tolérance aux défauts.

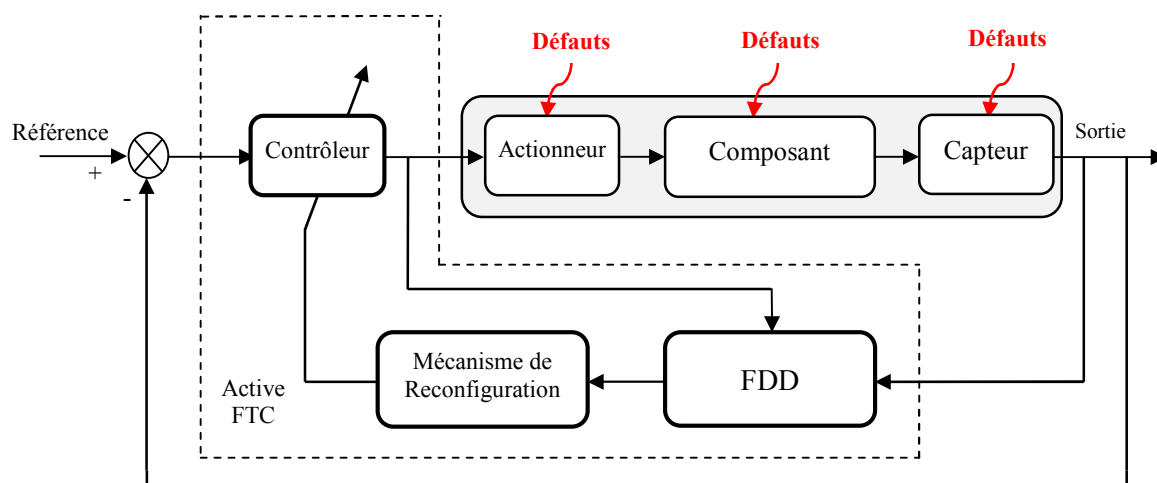
Pour plus d'informations sur la PFTC le lecteur peut consulter (Bonivento *et al.*, 2004), (Benosman et Lum., 2010), (Djeghali *et al.*, 2013).



**Figure I.7** Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.

## b) Techniques FTC actives

Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité à prendre en charge une large classe de défauts, les méthodes FTC actives (AFTC) sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives. Une vue d'ensemble des techniques utilisées est donnée dans (Benbouzid *et al.*, 2007), (Zhang et Jiang., 2008), (Noura *et al.*, 2009), (Alwi *et al.*, 2011), (Gouichiche *et al.*, 2013), (Tabbache *et al.*, 2013), (Raisemche *et al.*, 2014), (Mekki *et al.*, 2015), (Qian *et al.*, 2016), (Lan et Patton., 2016).



**Figure I.8** Schéma de principe d'une loi de commande AFTC.

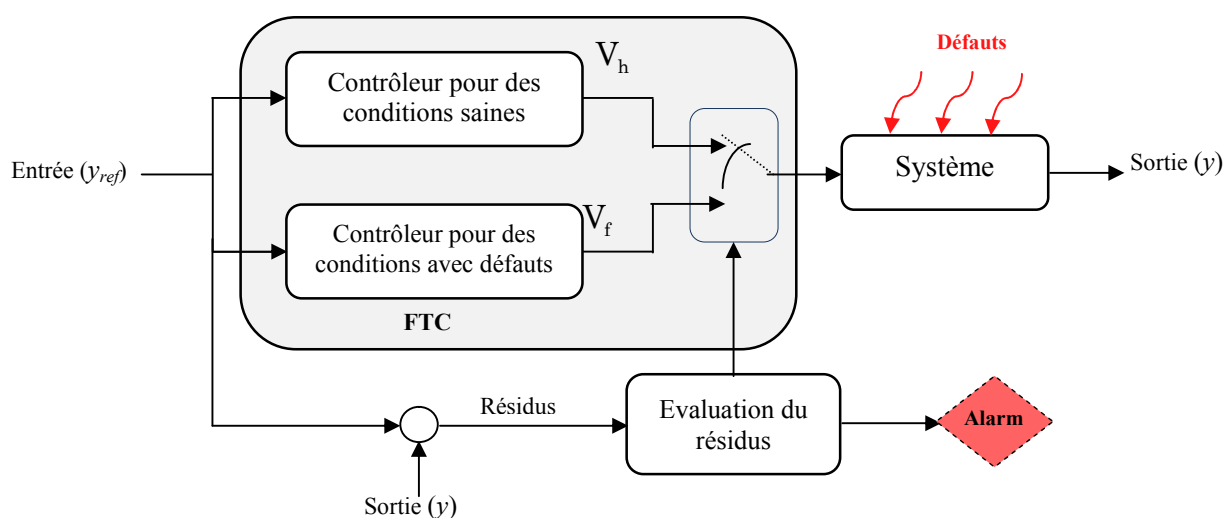
Les approches AFTC réagissent activement dans le but d'assurer une bonne tolérance aux défauts en reconfigurant la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances du système (Noura *et al.*, 2000). Dans certaines circonstances, une dégradation des performances peut être acceptée (Zhang *et Jiang.*, 2008). Ces approches permettent alors de traiter des défauts imprévus mais nécessitent une technique de détection et d'isolation de défauts (FDD) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande comme nous montre la figure I.8. Cette figure présente un schéma typique d'un système AFTC ((Patton., 1997), (Rodrigues., 2005), (Jiang et Xiang., 2012), (Tabbache *et al.*, 2013), (Qian *et al.*, 2016)) avec 3 principaux composants : Un bloc de détection de défauts (FDD) donnant des informations en temps réel, un mécanisme de reconfiguration et un régulateur reconfigurable.

Le bloc FDD permet de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration dans un temps minimal. A partir de cette information produite en ligne par le module FDD, le régulateur reconfigurable se synthétise automatiquement pour maintenir la stabilité et la dynamique du système ainsi que ses performances initiales. De plus, afin que le système en boucle fermée soit capable de suivre la référence spécifiée en présence de défauts, un régulateur "feedback" reconfigurable est synthétisé. Dans le cas de dégradation de performances du système, la commande de référence permet d'ajuster l'entrée de commande automatiquement ou informer les opérateurs humains de la présence de défauts (Rodrigues., 2005).

Les méthodes actives sont généralement classifiées en deux principales sous classes (voir Fig I.6): les méthodes basées sur la projection et les méthodes de conception de nouvelles lois de commande en ligne (Patton., 1997), (Alwi., 2008), (Jiang, et Xiang., 2012). Cette dernière méthode, qui repose sur le calcul de nouveaux paramètres de régulation lors d'une altération de commande, est souvent désignée comme la commande reconfigurable (Patton., 1997),

(Tabbache *et al.*, 2013). Dans ce cas, la structure du système à commander est modifiée de façon à compenser l'effet du défaut (utilisation de redondance matérielle, logicielle...).

Dans les méthodes à base de projection ou commande en mode dégradé, les contrôleurs sont conçus a priori pour tous les défauts/défaillances possibles qui pourraient survenir dans le système. La commande projetée ne sera active que lorsque le défaut/défaillances correspondant se produit. Il s'agit de sélectionner la loi de commande adéquate à partir d'un ensemble de correcteurs pré-calculés hors ligne. Une discussion étendue sur ces différentes stratégies est fournie dans (Jones., 2005), (Klinkhieo., 2009), (Alwi *et al.*, 2011) et (Raisemche *et al.*, 2014).



**Figure I.9** Bloc diagramme de la méthode AFTC à base de projection.

Dans (Fekih., 2008), (Gouichiche *et al.*, 2013) et (Raisemche *et al.*, 2014) les auteurs proposent une méthode FTC à base de projection nécessitant un bloc de commutation, pour basculer entre deux stratégies de commande à savoir la commande vectorielle à l'état sain et la commande par mode glissant (SMC) pour l'état défaillant. L'architecture de la commande FTC en mode dégradé proposée dans (Benbouzid *et al.*, 2007), (Fekih., 2008), (Gouichiche *et al.*, 2013) et (Raisemche *et al.*, 2014) est illustrée par la figure I.9. Dans ce schéma, chaque technique est utilisée là où elle est plus avantageuse pour réaliser des objectifs de commande dans toutes les conditions considérées.

Lors de l'élaboration d'une commande AFTC, le concepteur est confronté au problème des non linéarités, car pour représenter les dynamiques des systèmes physiques réels, les modèles linéaires manquent de précision et on doit utiliser les modèles non linéaires. Ceci nécessite le développement de techniques FTC capables de traiter explicitement les non-linéarités dans les représentations mathématiques des systèmes.

## **I.7 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons donné d'une manière succincte un état de l'art ainsi que quelques notions et définitions de base sur les systèmes FDD et FTC. Les notions de la FTC passive et active ont été également mises en évidence afin de motiver le choix dans notre application.

Sachant que l'objectif de cette thèse consiste en l'application des techniques FDD et FTC aux systèmes d'entraînements électriques tel que les MSAP et les MAS, une modélisation mathématique de ces dernières à l'état sain et en présence de défauts s'impose. Ceci fera l'objet du chapitre suivant.



# Chapitre II

## Formulation du Problème FTC dans les Systèmes d'Entraînements Electriques

### II.1 INTRODUCTION

Durant plusieurs années, le moteur à courant continu (MCC) a été largement utilisé en industrie. Cette machine offre l'avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel entre le flux et le couple. Cependant, la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres, limitant ainsi de plus en plus son utilisation. Aussi, la fragilité du système balais-collecteur a toujours été un inconvénient des MCC, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin remédier à ces inconvénient.

Parmi les machines électriques à courant alternatif utilisées dans le monde industriel on trouve la machine asynchrone (MAS). Elle présente l'avantage d'être la plus robuste de sa génération et la moins coûteuse à sa fabrication (Konstantinos *et al.*, 2013). En effet, la fiabilité et la sûreté de son fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations (Casimir., 2003). De plus, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont aujourd'hui largement utilisées dans de nombreux applications industriels en raison de leur rendement élevé et leur rapport puissance /couple élevé (Teng *et al.*, 2012). Ces moteurs sont utilisés dans de nombreuses applications telles que la traction électrique à vitesses variables dans les moyens de transport (Erginer *et Sarul.*, 2013).

Dans ce chapitre, et afin de pouvoir formuler le problème de la FTC, nous nous intéressons à la modélisation de la MAS et de la MSAP dans différents régimes de fonctionnement. Nous présentons d'abord les modèles sains pris de littérature puis les modèles en présence des perturbations paramétriques. Enfin, la présence des défauts qui peuvent survenir au stator et/ou au rotor de la MAS et de la MSAP nous ont permis d'élaborer des modèles dans les cas défailants.

### II.2 MODELES DES MACHINES A L'ETAT SAIN

La mise sous forme d'état des modèles des machines électriques permet la simulation de ces dernières, selon le repère  $(d-q)$  en choisissant comme

variables d'états les courants statoriques, le flux rotorique (cas MAS) et la vitesse mécanique et comme vecteur de commande les tensions statoriques ainsi que le couple résistant  $C_r$ , comme perturbation.

### II.2.1 Modèle de la MAS à l'état sain

Dans le repère à flux orienté ( $d-q$ ), le vecteur du flux est forcé de s'aligner avec l'axe  $d$  ( $\varphi_q = \dot{\varphi}_q = 0$ ). Le modèle sain de la machine dans ce repère est donné par l'équation d'état suivante (Krause *et al.*, 2002), (Mekki *et al.*, 2015):

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + D \cdot C_r \quad (\text{II.1})$$

Le vecteur d'état  $x$ , la matrice d'entrée  $B$  et le vecteur  $D$  sont données par :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \varphi_d \\ \Omega \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ d \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

avec l'expression suivante du champ de vecteur  $f(x)$ :

$$\begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 + a_3 x_3 x_4 \\ a_4 x_3 + a_5 x_1 \\ a_6 x_2 x_3 + a_7 x_4 \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{avec } \omega_s = n_p \Omega + a_8 \frac{i_{sq}}{\varphi_d}; \quad \begin{pmatrix} u = (u_1 \ u_2)^T = (V_{sd} \ V_{sq})^T \\ \varphi_d = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}; \quad \omega_s = \dot{\theta}_s, \theta_s(0) = 0 \end{pmatrix}$$

Les coefficients  $a_i$ ,  $b$  et  $d$  du modèle s'expriment en fonction des paramètres mécaniques et électriques de la MAS comme suit :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) = -\frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{L_r (L_r L_s - L_m^2)}; \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{T_r L_m \sigma} = \frac{L_m R_r}{L_r (L_r L_s - L_m^2)};$$

$$a_3 = -n_p \frac{1-\sigma}{L_m \sigma} = \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2}; \quad a_4 = -\frac{1}{T_r} = -\frac{R_r}{L_r}; \quad a_5 = a_8 = \frac{L_m}{T_r} = \frac{L_m R_r}{L_r};$$

$$a_6 = \frac{n_p L_m}{J L_r}; \quad a_7 = -\frac{f}{J}; \quad b = \frac{1}{\sigma L_s} = \frac{L_r}{L_r L_s - L_m^2}; \quad d = -\frac{1}{J}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  : Constante de temps rotorique.  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  : Coefficient de dispersion.

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

Les paramètres de la MAS utilisée dans cette thèse sont donnés en Annexe A.

## II.2.2 Modèle de la MSAP à l'état sain

Comme le cas de la MAS, la mise en forme d'état du modèle de la PMSM permet la simulation de ce dernier. A partir de (Akrad *et al.*, 2011), (Tang *et al.*, 2012) et (Mekki *et al.*, 2014.a), le modèle sain de la MSAP dans le système de coordonnées rotatif ( $d-q$ ) est décrit par un ensemble d'expressions de la manière suivante:

$$\dot{x} = f(x) + Bu + DC_r \quad (\text{II.4})$$

Le vecteur d'état, la matrice d'entrée  $B$  et le vecteur  $D$  sont données par :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{pmatrix}; \quad u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ d \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

L'expression du champ de vecteur  $f(x)$  est donné par:

$$\begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ a_3 x_2 + a_4 x_3 + a_5 x_1 x_3 \\ a_6 x_2 + a_7 x_3 + a_8 x_1 x_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Les composantes de ce vecteur sont exprimées en fonction des paramètres de la MSAP:

$$\begin{aligned} a_1 &= -\frac{R_s}{L_d}; \quad a_2 = \frac{L_q}{L_d}; \quad a_3 = -\frac{R_s}{L_q}; \quad a_4 = -\frac{\varphi_f}{L_d}; \quad a_5 = \frac{L_d}{L_q}; \quad a_6 = -\frac{n_p^2 \varphi_f}{J} \\ a_7 &= -\frac{f}{J}; \quad a_8 = \frac{n_p^2 \varphi_f}{J} (L_d - L_q); \quad d = -\frac{n_p}{J}; \quad b_1 = \frac{1}{L_d}; \quad b_2 = -\frac{1}{L_q} \end{aligned}$$

Où  $i_d, i_q$  les composantes du courant statorique;  $V_d, V_q$  les tensions statorique;  $L_d, L_q$  les inductances statorique;  $R_s$  la résistance statorique;  $\varphi_f$  le flux du rotor à aimant permanent;  $\omega_r$  la vitesse du rotor;  $f$  le coefficient de frottement;  $J$  le moment d'inertie. Comme mentionné dans l'annexe B, nous travaillons sur une MSAP à pôles lisses c.-à-d.  $L_d = L_q$  dans ce cas ( $a_8 = 0$ ).

## II.3 MODELES EN PRESENCE DE PERTURBATIONS

En plus des défauts, le système peut être soumis à d'autres signaux dits entrées inconnues (perturbations et bruits), ainsi qu'à des incertitudes de

modélisations. Si l'influence de ces signaux sur le système est connue, alors il est possible de réécrire les équations précédentes sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(f) \cdot x + B(f) \cdot u + f_f^a + F \cdot d_a(t) \\ y = C(f) \cdot x + D(f) \cdot u + f_f^s + E \cdot d_s(t) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

où  $d_a(t) \in \mathfrak{R}^{d \times 1}$  et  $d_s(t) \in \mathfrak{R}^{p \times 1}$  représentent respectivement les perturbations et les bruits agissant sur le système. La matrice  $F$  est dite matrice de distribution de  $d_a(t)$ .

L'origine des perturbations est souvent due à une modélisation imparfaite du système, engendrant une action non connue sur ce dernier. Les perturbations font l'objet de caractéristiques particulières. Lorsque ces dernières sont d'ordre statistique, le système est dit bruité. Cet axe de recherche dans le contexte stochastique est particulier et a fait l'objet de peu d'études (Jamouli., 2003). Malgré cela, l'étude en cours prend en compte le cas des deux types des perturbations déterministes et stochastiques comme dans (Wang *et al.*, 2009) et (Mullhaupt *et al.*, 2012).

Pour des raisons de simplicité, les défauts sont isolés des matrices  $A, B, C$  et  $D$ . Dans ce cas, il est possible de mettre le système (II.7) sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + F_d \cdot d_d + F_f \cdot f_f \\ y = C \cdot x + D \cdot u + E_d \cdot d_d + E_f \cdot f_f \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$F_f = [B \ H \ 0_{n \times p}], F_d = [F \ 0_{n \times p}], E_f = [0_{p \times m} \ 0_{p \times c} \ I_{p \times p}], E_d = [0_{p \times d} \ I_{p \times p}], \\ d_d = [d_a \ d_s]^T, f_f = [f_a \ f_s \ f_p]^T.$$

Les matrices  $I_{p \times p}$  et  $0_{n \times p}$  sont respectivement la matrice identité de dimension  $p \times p$  et la matrice nulle de dimension  $n \times p$ .

Généralement, dans les problèmes de détection et de localisation des défauts, c'est cette dernière modélisation qui est prise en compte. Cependant, il faut signaler que selon le contexte, les objectifs du diagnostic, les techniques utilisées et bien d'autres critères, ce modèle peut différer de façon à s'adapter aux exigences (Benzineb., 2010). Par exemple, pour résoudre le problème de détection et de localisation des défauts, il est possible de décomposer le vecteur défaut en des défauts que l'on désire détecter et qui constitueront alors le vecteur  $f_f$  et les défauts que l'on ne veut pas détecter et que l'on regroupera dans le vecteur  $d_d$ .

Dans le cas des systèmes d'entraînements électriques, un terme  $\delta(x, \delta a_i)$  inconnu mais tout le temps borné s'ajoute aux modèles (II.1) et (II.4) qui prennent la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \delta(x, \delta a_i) \quad (\text{II.9})$$

Une façon de simuler l'effet des perturbations paramétriques sur le comportement des machines est de provoquer à un instant donné, un changement aléatoire dans les paramètres du système ( $R_i \rightarrow R_i^0 + \delta R_i$ ;  $L_i \rightarrow L_i^0 + \delta L_i$ ;  $f \rightarrow f^0 + \delta f$ ;  $J \rightarrow J^0 + \delta J$ ). Ce qui engendre les variations suivantes dans les coefficients des modèles (II.1) et (II.4):

$$a_i \rightarrow a_i^0 + \delta a_i; \quad b_i \rightarrow b_i^0 + \delta b_i; \quad d \rightarrow d^0 + \delta d \quad (\text{II.10})$$

L'expression des variations de ces coefficients est obtenue par la formule de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables.

Soit  $A$  une application de  $R^n \rightarrow R$ , la différentielle totale exacte de  $A(x, y, \dots, z)$  image de  $(x, y, \dots, z)$  est donnée par :

$$dA = \delta A = \frac{\partial A}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot dy + \dots + \frac{\partial A}{\partial z} \cdot dz \quad (\text{II.11})$$

### II.3.1 Modèle de la MAS en présence de perturbations

Dans le cas de la MAS les perturbations  $\delta(x, \delta a_i)$  prendront la forme suivante:

$$\delta(x, \delta a_i) = \begin{pmatrix} \delta_1(x) \\ \delta_2(x) \\ \delta_3(x) \\ \delta_4(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \delta a_1 x_1 + \delta a_8 (x_2/x_3) x_2 + \delta a_2 x_3 + \delta b u_1 \\ -\delta a_8 (x_2/x_3) x_1 + \delta a_1 x_2 + \delta a_3 x_3 x_4 + \delta b u_2 \\ \delta a_4 x_3 + \delta a_5 x_1 \\ \delta a_6 x_2 x_3 + \delta a_7 x_4 + \delta d C_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

L'application de la différentielle exacte total nous donne les variations des composantes  $a_i, b_i$  et  $c_i$  du vecteur de perturbation qui aura la forme suivante:

$$\begin{cases} \delta a_1 = \frac{-1}{\gamma_4} \left( (L_r \delta R_s + \frac{L_m^2}{L_r} \delta R_r) - \frac{1}{L_r^2 \gamma_4} (\gamma_1 \delta L_s + \gamma_2 \delta L_s + \gamma_3 \delta L_m) \right) \\ \delta a_2 = \frac{L_m R_r}{L_r (\gamma_4)^2} \left( \frac{\gamma_4}{R_r} \delta R_r - L_r \delta L_s + \frac{L_m^2}{L_r} \delta L_r + \frac{L_r L_s + L_m^2}{L_m} \delta L_m \right) \\ \delta a_3 = \frac{-n_p L_m}{(\gamma_4)^2} (L_s \delta L_r + L_r \delta L_s + \frac{L_r L_s + L_m^2}{L_m} \delta L_m); \quad \delta a_4 = -\gamma_3 \\ \delta a_5 = \delta a_8 = L_m \gamma_3; \quad \delta a_6 = \frac{n_p L_m}{J L_r} \left( \frac{\delta J}{J} - \frac{\delta L_r}{L_r} \right); \quad \delta a_7 = \frac{f}{J} \left( \frac{\delta J}{J} - \frac{\delta f}{f} \right) \\ \delta b = \frac{-L_r}{(\gamma_4)^2} \left( L_r \delta L_s + \frac{M^2}{L_r} \delta L_r + 2 L_m \delta L_m \right); \quad \delta d = \frac{1}{J} \left( \frac{\delta J}{J} \right) \end{cases}$$

$$\left( \begin{array}{l} \gamma_1 = L_r^2(R_s L_r^2 + (L_r L_s - L_m^2)R_r L_m^2) \quad \gamma_2 = (L_r^2 L_m^2 + (2L_r L_s - L_m^2)R_r L_m^2) \\ \gamma_3 = (R_r/L_r)[(\delta L_r/L_r) - (\delta R_r/R_r)] \quad \gamma_5 = (R_s L_r^3 + L_r R_r)(2L_r L_s + L_m^2) \\ \gamma_4 = L_r L_s - L_m^2 \end{array} \right)$$

Finalement, en présence de perturbations paramétriques le modèle de la MAS devient:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 + b u_1 + \delta_1(x) \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 + a_3 x_3 x_4 + b u_2 + \delta_2(x) \\ a_4 x_3 + a_5 x_1 + \delta_3(x) \\ a_6 x_2 x_3 + a_7 x_4 + d C_r + \delta_4(x) \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

### II.3.2 Modèle de la MSAP en présence de perturbations

De la même manière précédente, d'après (II.4) et (II.11) les perturbations  $\delta(x, \delta a_i)$  dans le cas de la MSAP prendront la forme suivante:

$$\delta(x, \delta a_i) = \begin{pmatrix} \delta_1(x) \\ \delta_2(x) \\ \delta_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \delta a_1 x_1 + \delta b_1 u_d \\ \delta a_3 x_2 + \delta a_4 x_3 + \delta b_2 u_q \\ \delta a_6 x_2 + \delta a_7 x_3 + \delta d T_L \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi nous obtenons les variations des composantes ( $a_i$ ,  $b_i$  et  $d$ ) par application de la formule (II.34) aux coefficients de la MSAP:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta a_1 = \frac{R_s}{L_d} \left( \frac{\delta L_d}{L_d} - \frac{\delta R_s}{R_s} \right); \delta a_3 = \frac{R_s}{L_q} \left( \frac{\delta L_q}{L_q} - \frac{\delta R_s}{R_s} \right); \delta a_4 = \frac{\varphi_f}{L_d} \left( \frac{\delta L_d}{L_d} - \frac{\delta \varphi_f}{\varphi_f} \right); \delta d = \frac{n_p}{J} \left( \frac{\delta J}{J} \right) \\ \delta a_6 = -\frac{n_p^2 \varphi_f}{J} \left( \frac{\delta J}{J} - \frac{\delta \varphi_f}{\varphi_f} \right); \delta a_7 = -\frac{f}{J} \left( \frac{\delta f}{f} - \frac{\delta J}{J} \right); \delta b_1 = -\frac{1}{L_d} \left( \frac{\delta L_d}{L_d} \right); \delta b_2 = \frac{1}{L_q} \left( \frac{\delta L_q}{L_q} \right) \end{array} \right.$$

En se basant sur ces résultats, les calculs nous mènent vers le nouveau modèle de la MSAP suivant en présence de perturbations paramétriques:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + b_1 u_d + \delta_1(x) \\ a_3 x_2 + a_4 x_3 + a_5 x_1 x_3 + b_2 u_q + \delta_2(x) \\ a_6 x_2 + a_7 x_3 + d C_r + \delta_3(x) \end{pmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Après la mise en évidence des différents modèles de la MAS et la MSAP (saines et en présence des perturbations) dans les sections précédentes; une brève discussion sur les différents types de défauts qui peuvent affecter les moteurs électriques ainsi que l'élaboration des modèles (MAS et MSAP) en présence de défauts feront l'objet des sections suivantes.

## II.4 DEFANTS DANS LES MACHINES ELECTRIQUES

Les machines électriques sont des éléments importants dans les applications électromécaniques et les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement de secoure pour contourner le problème. De nombreuses défaillances peuvent apparaître au niveau de ces machines. Elles peuvent être électriques ou mécaniques. Leurs causes sont très variées.

### II.4.1 Causes des défauts

Les causes des défauts sont multiples. Selon (Boumegoura., 2001) et (Casimir., 2003), elles peuvent être classées en trois groupes:

- a) *Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts* : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit entre spires), problème mécanique, rupture de fixation, problème d'isolation, survolage d'alimentation ...
- b) *Les amplificateurs de défauts* : survolage fréquente, vibration mécanique, environnement humide, alimentation perturbé (instabilité de la tension ou de la fréquence), échauffement permanent, mauvaise graissage, vieillissement...
- c) *Les vices de fabrication et les erreurs humaines* : défaut de fabrication, déféctuosité des composants, protections inadaptées, mauvaise dimensionnement de la machine...

### II.4.2 Principaux défauts dans les machines électriques

Grâce à l'expérience industrielle, plusieurs enquêtes ont été menées sur la fiabilité des machines électriques réalisées par différents groupes industriels, où les machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches de l'industrie, parmi ces études on peut citer: Les études menées par l'IEEE-IAS, la compagnie "General Electric", publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute), et Allianz qui sont comparés dans le tableau I (Zhang *et al.*, 2011). L'enquête menée par l'IEEE-IAS et EPRI se concentre sur les machines à induction de moyenne taille, tandis que l'enquête d'Allianz se concentre plus sur la grosse machines à induction de moyen à haute tension (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013).

A partir de ces travaux, il apparaît clairement que l'apparition d'un type spécifique de défaut dépend principalement de l'application spécifique de la machine et de l'environnement de fonctionnement. Ainsi, la gamme de puissance des MAS joue un rôle très considérable, par exemple on trouve que le taux de pannes dues aux roulements est très élevé dans les machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW), par contre pour les machines de moyenne puissance (de 50 kW à 200 kW) les défauts statoriques et rotoriques sont les plus fréquents.

L'intérêt grandissant porté à la détection des défauts dans les systèmes d'entraînements électriques est dû essentiellement aux conséquences importantes de l'apparition d'une panne au niveau de celle-ci. Par conséquent, toute technique, capable de détecter ce genre de défaut plus rapidement (FDI-FDD), est favorisée car elle permet d'éviter les situations catastrophiques et d'élaborer des procédures de réparation.

**Tableau II.1** Comparaison ente les sondages d'IEEE-IAS, EPRI, et Allianz.

Composants majeurs	IEEE-IAS % de défaillances	EPRI % de défaillances	Allianz % de défaillances
Liés au roulement	44	41	13
Liés au Stator	26	36	66
Liés au Rotor (cas MAS)	8	9	13
Autres	22	14	8

Différentes méthodes de diagnostic des machines ont été proposées (voir chapitre I). Cependant, l'analyse spectrale des grandeurs caractéristiques des machines électriques, tel que le courant statorique permet de détecter la présence d'un nombre important de défauts. Quelque soit la méthode utilisée, on se doit de prélever un ou plusieurs signaux pour les traiter. Quatre signaux élémentaires peuvent être prélevés. Il s'agit des courants statoriques, du flux rémanent de la machine, des vibrations et de la vitesse de rotation (Benzineb., 2010).

Dans ce contexte, l'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel reste la méthode la plus couramment utilisée pour deux raisons: Les courants sont faciles à mesurer et le spectre résultant contient une source de renseignement sur la majorité des défauts électriques et magnétiques pouvant apparaître au sein d'une machine (Benbouzid et Kliman., 2003) (Didier., 2004), (Kim., 2011), (Ebrahimi et al., 2014).

### II.4.3 Les harmoniques dues aux défauts

Dans cette section, nous allons rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, le flux et autres signaux de la machine en cas de défauts. En effet, des études telles que (Benbouzid., 2000), (Benbouzid et Kliman., 2003), (Nandi et al., 2005), (Kim., 2011), (Zhang et al., 2011), (Dionysios et Epaminondas., 2013), (Ebrahimi et al., 2014) ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine et seront supposées parfaitement connues dans la suite. Il est ainsi possible de détecter la présence de spires en court circuit, d'excentricité du rotor, la rupture d'anneau de la cage rotorique...



### a) Défauts de roulements à billes

Les roulements à billes jouent un rôle très important dans le fonctionnement de tout type de machines électriques. Les défauts des roulements peuvent être causés par un mauvais choix du matériau à l'étape de fabrication. Les problèmes de rotation au sein de la culasse de roulement, causés par un enroulement abîmé, écaillé ou fissuré, peuvent créer des perturbations au sein de la machine. Nous savons que des courants électriques circulent au niveau des roulements d'une machine ce qui, pour des vitesses importantes, peut provoquer la détérioration de ces derniers. La graisse, qui permet la lubrification et la bonne rotation des roulements peut, dans certaines applications, se rigidifier et causer une résistance à la rotation (Didier., 2004). La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine. Pour cela les harmoniques contenues dans le spectre du courant peuvent être décrites par cette expression (Schoen *et al.*, 1995), (Razik., 2002):

$$f_{bng} = |f_a \pm m.f_{vib}| \quad (\text{II.16})$$

où  $f_{vib}$  et  $f_a$  représente respectivement l'une des fréquences des vibrations mécaniques et la fréquence d'alimentation  $m$  est un entier. Selon, (Schoen *et al.*, 1995) et (Zhang *et al.*, 2011) les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulements varient selon le type du défaut comme présenté dans le Tableau II.2:

**Tableau II.2** fréquences de vibration selon les défauts dans un roulement

Type de défaut dans le roulement	Fréquence de vibration
défaut de la cage externe du roulement	$f_{vib} = (n_b/2)f_r[1 - (Db/Dc)\cos(\theta)]$
défaut de la cage interne du roulement	$f_{vib} = (n_b/2)f_r[1 + (Db/Dc)\cos(\theta)]$
défaut de billes	$f_{vib} = (Dc/Db)f_r[1 - (Db/Dc)^2\cos^2(\theta)]$

où  $f_r$  représente fréquence de rotation,  $n_b$  le nombre de billes,  $Db$  le diamètre des billes,  $Dc$  la distance du centre des billes,  $\theta$  l'angle de contact de la bille avec la cage.

### b) Défauts d'armature ou de stator

Les enroulements du stator des machines à courant alternatif sont normalement formés par des bobines enroulées. Les MAS et les MSAP possèdent la même structure du stator. (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013). Cependant, la défaillance d'un stator de moteur de forme enroulé est souvent le résultat du vieillissement ou de la contamination thermique à long terme (Stone *et al.*, 2007). La température élevée de l'enroulement statorique, qui

dépend aussi de la classe d'isolation, réduit progressivement les performances électriques et mécaniques entre la liaison et les matériaux d'isolation dus à des réactions chimiques et conduit à des défauts d'isolation par la suite. En outre, pour les moteurs de moyenne tension, la décharge partielle se produit également avec la détérioration de l'isolation et dégrade progressivement l'isolation (Zhang *et al.*, 2011), (Kim., 2011). Les fréquences à détecter dans la composante axiale du flux sont donnés par :

$$f_s = \left( k \pm n \cdot \frac{(1-g)}{n_p} \right) f_a \quad (\text{II.17})$$

Où  $n_p$  représente le nombre de paires de pôles,  $f_a$  la fréquence d'alimentation  $k=1,3$ ,  $g$  le glissement,  $n = 1, 2, 3 \dots (2n_p-1)$ . Selon (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013) l'harmonique qui s'ajoute au spectre du courant en cas de défauts dans les enroulements statoriques est caractérisée par la fréquence  $2f_s$ .

### c) Défauts de rotor

Dans le cas des MAS, les défauts rotoriques sont causées par une variété de raisons: thermiques, mécaniques, magnétiques, résiduels, dynamiques, et les contraintes environnementales (Benbouzid *et Kliman.*, 2003), (Nandi *et al.*, 2005), (Zhang *et al.*, 2011). Ces contraintes proviennent, de la fabrication et des erreurs de fonctionnement provoquant une asymétrie à la géométrie de la machine (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013). Ces défauts rotoriques introduisent hélas des ondulations du couple électromagnétique qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation ce qui engendre des vibrations mécaniques donc un fonctionnement anormal de la machine. D'autre part, pour détecter les défauts du rotor. Il s'agit d'étudier les composantes de la bande latérale,  $f_{ro}$  autour du fondamental  $f_a$ . D'après (Benbouzid., 2000), (Benbouzid *et Kliman.*, 2003), (Nandi *et al.*, 2005), (Zhang *et al.*, 2011) les fréquences détecter sont donnés par:

$$f_{ro} = (1 \pm 2g).f_a \quad (\text{II.18})$$

Où le signe (+) indique la conséquence des oscillations en vitesse et le signe (-) indique la présence du défaut rotorique (barres cassées). L'inertie du moteur et de la charge affecte également la grandeur de ces bandes latérales, d'autres composantes spectrales pouvant être observées dans le courant de ligne du stator sont donnés ci-après:

$$f_{ro} = \left( \frac{k}{n_p} (1-g) \pm g \right) f_a \quad (\text{II.19})$$

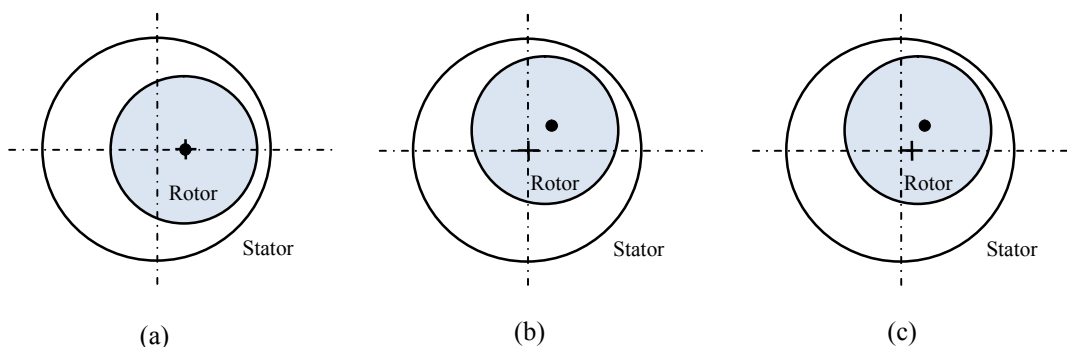
Où :  $f_{ro}$  = fréquences détectables dans le spectre du courant ;  $k/n_p = 1, 5, 7 \dots$

Comme la sévérité de défauts augmente, les amplitudes également augmentent considérablement.

#### d) Défauts d'excentricité

L'excentricité d'une machine apparaît lorsque l'espace entre le stator et le rotor n'est pas uniforme. Quand l'excentricité devient importante, les forces radiales déséquilibrées résultantes (également connues sous le nom de traction magnétique non équilibrée ou Unbalanced Magnetic Pull / UMP) peuvent provoquer une bande de frottement entre le stator et le rotor, et ceci peut avoir comme conséquence l'endommagement du stator et du rotor. On distingue généralement trois types d'excentricité (Nandi *et al.*, 2005), (Ebrahimi *et al.*, 2009), (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013): statique, dynamique, et mixte (voir figure II.1).

Dans le cas de l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe. On aura l'excentricité dynamique, quand le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe. L'excentricité mixte est une association des deux cas cités précédemment (Casimir., 2003).



**Figure II.1** Différents types d'excentricité: (a) Statique, (b) Dynamique, (c) Mixte.

La variation de l'épaisseur de l'entrefer entraîne des variations dans la densité du flux d'entrefer. Les enroulements statoriques sont électriquement affectés. On retrouve alors ces effets dans le spectre des courants. Les équations donnant les fréquences des composantes d'intérêt sont (Vas, 1994), (Benbouzid *et Kliman.*, 2003), (Nandi *et al.*, 2005):

$$f_{ex} = \left( (kR \pm n_d) \frac{(1-g)}{n_p} \pm \nu \right) f_a \quad (\text{II.20})$$

Avec :  $k$  représente un nombre entier;  $g$  le glissement;  $R$  le nombre de fentes dans le rotor;  $f_a$  la fréquence du signal d'alimentation;  $n_p$  le nombre de paires de pôles;  $\nu$  l'ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator ( $\nu = \pm 1, 2, 3, \dots$  etc.);  $n_d$  l'ordre d'excentricité ( $n_d = 0$  dans le cas d'excentricité statique et  $n_d = 1, 2, 3, \dots$  en cas d'excentricité dynamique).

Néanmoins, En cas d'excentricité mixte (dans toutes les machines), d'autres composantes de basses fréquences peuvent être détectées autour du fondamental pour toutes les machines:

$$f_{ex} = |f_a \pm kf_r|; \quad f_r = \frac{(1-g)}{n_p} f_a \quad (\text{II.21})$$

De plus, dans (Ebrahimi *et al.*, 2009) le diagnostic de défaut d'excentricité dynamique dans les MSAP est étudié. Les harmoniques de courant sont données par:

$$f_{ex} = \left( 1 \pm \frac{(2k-1)}{n_p} \right) f_a \quad (\text{II.22})$$

### e) Défauts d'aimants de rotor dans les MSAP

La surveillance de l'état magnétique des PMSM est très important puisque l'aimantation locale ou de l'uniforme démagnétisation causée par l'exploitation des contraintes conduisent à une dégradation irréversible de l'efficacité du moteur. Les défauts menant à la démagnétisation ou la désintégration d'aimants permanents sont causés par des contraintes thermiques, mécaniques, ou environnementales (Casadei *et al.*, 2009).

D'après l'étude du spectre du courant présenté dans (Casadei *et al.*, 2009) et (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013), les fréquences détectées dans le cas de défaut d'aimant permanent sont donnés comme suit:

$$f_{ar} = \left( 1 \pm \frac{k}{n_p} \right) f_a \quad (\text{II.23})$$

Où  $k$  un nombre entier,  $n_p$  le nombre de paire de pôles,  $f_a$  la fréquence d'alimentation.

## II.5 MODELES EN PRESENCES DE DEFAUTS

Plusieurs travaux de recherche ont mis l'accent ces dernières années, sur l'étude de l'effet des défauts dans les machines électriques, (Vas, 1990), (Benbouzid *et Kliman.*, 2003), (Bonivento *et al.*, 2004) (Nandi *et al.*, 2005), (Zhang *et al.*, 2011), (Dionysios *et Epaminondas.*, 2013), (Ebrahimi *et al.*, 2014), (Mekki *et al.*, 2015). Toutes ces œuvres, sont fondées sur la description mathématique approximative du moteur défectueux et sur la validation expérimentale appropriée. La présence de défauts introduit des asymétries dans le circuit du moteur qui font de la modélisation précise et rigoureuse une tâche impossible. En référence à (Bonivento *et al.*, 2004), (Benzineb *et al.*, 2012) et (Mekki *et al.*, 2016), les défauts traités dans la présente étude peuvent être classés dans la catégorie d'asymétries du stator, principalement en raison de l'excentricité statique et de l'asymétries du rotor, principalement en raison des barres cassées.

D'après la théorie donnée dans (Vas, 1990) et (Bonivento *et al.*, 2004), il s'avère que la présence de défauts au stator et/ou rotor génère des asymétries dans la machine, ce qui donne des harmoniques (composantes sinusoïdales) dans les courants statoriques (Benbouzid., 2000); (Nandi *et al.*, 2005). Ces composantes sinusoïdales engendrées par les défauts de stator et/ou rotor peuvent être modélisés par l'exosystème suivant (Bonivento *et al.*, 2004):

$$\dot{w} = \delta(\varpi) \cdot w ; w \in \mathfrak{R}^{4n_f+2} \quad (\text{II.24})$$

Avec:  $\delta(\varpi) = \text{diag}(\delta_{s,1}, \dots, \delta_{s,k}, \delta_{r,1}, \dots, \delta_{r,k})$

$$\delta_{s,k} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_{s,k} \\ -\omega_{s,k} & 0 \end{pmatrix}; \delta_{r,k} = \text{diag}\left(\begin{pmatrix} 0 & \omega_{r,k} \\ -\omega_{r,k} & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & \omega_{r,-k} \\ -\omega_{r,-k} & 0 \end{pmatrix}\right)$$

Où  $\omega_{s,k}$  et  $\omega_{r,\pm k}$  sont les pulsations des harmoniques générées par les défauts du stator (génère une seule harmonique) et du rotor (génère deux harmoniques), avec  $k = 1, \dots, n_f$ ;  $n_f$  représente le nombre maximal de défauts dans le stator et/ou rotor. Les amplitudes et les phases des harmoniques sont inconnues; ils dépendent de l'état initial de l'exosystème  $w(0)$ . Le terme additif de perturbation peut être considéré comme une combinaison appropriée de l'état exosystème, à savoir (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \rightarrow i_{sd}^0 + Q_d w \\ i_{sq} \rightarrow i_{sq}^0 + Q_q w \end{pmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec :  $\begin{pmatrix} Q_d = (1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0) \\ Q_q = (0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1) \end{pmatrix}$

Rappelons la dynamique des courants dans les états sains ( $i_{sd}^0, i_{sq}^0$ ) indiquée dans la section précédente, un calcul simple montre que, une fois les termes relatifs aux perturbations  $Q_d w$  et  $Q_q w$  sont ajoutés en dérivant (II.25), la dynamique du courant sera modifiée pour les deux systèmes d'entraînements électriques (MAS, MSAP).

### II.5.1 Modèle de la MAS en présence de défauts

En présence de défauts, la dynamique des courants statoriques ( $i_d - i_q$ ) prend la forme suivante (Bonivento *et al.*, 2004), (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 + b_1 u_1 + a_1 Q_d w + Q_d \cdot \delta(\varpi) \cdot w + \omega_s Q_q w \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 + a_3 x_3 x_4 + b_2 u_2 + a_4 Q_q w + Q_q \cdot \delta(\varpi) \cdot w + \omega_s Q_d w \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Considérant la dynamique des courants statoriques dans les conditions normales (en absence de défauts). Il est aussi simple d'obtenir la dynamique de

la MAS après l'apparition de défauts. En effet, d'après (II.26), il est facile de voir que le modèle de la MAS en présence de défauts est donné par (II.1)-(II.3) avec une entrée exogène.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_2 x_3 + b u_1 + \delta_1(x) \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 + a_3 x_3 x_4 + b u_2 + \delta_2(x) \\ a_4 x_3 + a_5 x_1 + \delta_3(x) \\ a_6 x_2 x_3 + a_7 x_4 + d C_r + \delta_4(x) \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$\text{avec } \begin{pmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 Q_d + Q_d \delta(\varpi) - \omega_s Q_q \\ a_4 Q_q + Q_q \delta(\varpi) + \omega_s Q_d \end{pmatrix}$$

### II.5.2 Modèle de la MSAP en présence de défauts

En reprenant l'équation (II.25), on peut alors développer la dynamique du courant ( $i_d - i_q$ ) après dérivation (Mekki *et al.*, 2014.a), (Mekki *et al.*, 2016).

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + b_1 u_d - (a_1 Q_d + a_2 Q_q x_3 + Q_d \delta(\varpi)) w \\ a_3 x_2 + a_4 x_3 + a_5 x_1 x_3 + b_2 u_q - (a_3 Q_d + a_4 Q_q x_3 + Q_d \delta(\varpi)) w \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

D'après la nouvelle dynamique des courants statoriques (II.28), on peut aboutir à un nouveau modèle de la MSAP sous la forme (Mekki *et al.*, 2014.a) et (Mekki *et al.*, 2016):

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + b_1 u_d + \Gamma_d w \\ a_3 x_2 + a_4 x_3 + a_5 x_1 x_3 + b_2 u_q + \Gamma_q w \\ a_6 x_2 + a_7 x_3 + d C_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$\text{avec } \begin{pmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 Q_d + a_2 Q_q x_3 + Q_d \delta(\varpi) \\ a_3 Q_d + a_4 Q_q x_3 + Q_d \delta(\varpi) \end{pmatrix}$$

Les pulsations de défauts sont supposées être inconnues. Elles dépendent de l'entité de l'asymétrie statorique et/ou rotorique et ne peuvent donc pas être considérées comme connues car elles dépendent de la sévérité des défauts spécifiques (Bonivento *et al.*, 2004).

## II.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre des modèles mathématiques de la MAS et de la MSAP ont été explicités. En vue de développer les commandes FTC avec leurs différentes versions, des modèles à l'état sain, perturbé et en présence de défauts ont été présentés. Nous avons présenté d'abord les modèles sains dans le repère biphasé, ainsi que les modèles en présence de perturbations paramétriques

dues aux variations paramétriques. Dans les configurations présentées ci-dessus la présence des défauts dans les différentes parties des machines MAS et MSAP introduit des composants harmoniques sur les courants statoriques à fréquence et amplitude inconnue. La présence des défauts pouvant survenir tant au stator qu'au rotor des machines nous a permis d'élaborer des modèles défaillants. En effet, les modèles de connaissance établis de la MAS et de la MSAP seront exploités dans les prochains chapitres en vue de synthétiser des commandes adéquates selon les contraintes imprévues tels que les perturbations paramétriques et défauts statoriques et/ou rotoriques.

## Chapitre III

# Commande Passive Tolérante aux Défauts

### III.1 INTRODUCTION

Durant ces dernières décennies, les exigences en termes de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement dans les installations industrielles telles que les centrales nucléaires, les systèmes aéronautiques et les systèmes électromécaniques en général, ne cessent d'augmenter. En effet, la notion de commande tolérante aux défauts a vu le jour. Cette approche de commande moderne a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs par le monde et plusieurs études ont été menées dans le domaine de la commande (FTC) (Patton *et al.*, 2000 ; Zhang *et Jiang* 2008 ; Noura *et al.*, 2009 ; Prashant *et al.*, 2013). Il s'agit de contrôler les systèmes de mesure d'une part et de détecter les défauts naissants dans les capteurs et/ou actionneurs d'autre part afin d'adapter rapidement la loi de commande de manière à préserver des performances préspecifiées en termes de qualité de la production et de la sécurité de fonctionnement, (Benbouzid *et al.*, 2007). Cette commande FTC est divisée en deux classes ; à savoir l'approche passive (PFTC) et l'approche active (AFTC). Une étude comparative entre ces deux approches FTC y compris les développements récents est rapportée dans (Zhang *et Jiang* 2008 ; Jiang *et Xiang* 2012).

Dans le domaine de la commande des machines électriques des efforts considérables en recherche ont été fournis durant ces dernières décennies. La technique la plus connue a été développée par Hasse et Blaschke (Vas, 1990) sous le nom de la commande vectorielle (CV). Cependant, cette commande peut être affectée par les variations paramétriques ou autres facteurs liés à la structure du modèle, ce qui conduira à la détérioration des performances de la commande. En effet, la recherche d'autres approches plus robustes et plus efficaces s'est imposée afin de satisfaire les exigences industrielles. Ainsi, de nouveaux concepts avaient vu le jour, tels que la commande par mode glissant (SMC) qui a suscité l'intérêt de beaucoup de chercheurs en automatique (Edwards et Spurgeon, 1998); (Utkin *et al.*, 1999); (Fridman *et al.*, 2011), (Shtessel *et al.*, 2014), (Azar *et Zhu.*, 2015). Cette commande présente beaucoup d'avantages, en particulier l'insensibilité du système aux variations paramétriques ainsi que le rejet efficace des perturbations. Aussi, elle se caractérise par sa simplicité en termes de synthèse et de mise en œuvre pratique.



Dans ce même contexte et en se basant sur cette technique, nous proposons dans ce chapitre une approche de conception des systèmes de commande PFTC. Tout d'abord, nous synthétisons une commande par mode glissant (SMC) dotée d'une action intégrale qui servira à maintenir les variables (courants, flux et vitesse) à leurs références désirées et aussi de compenser l'effet du couple de charge et des perturbations paramétriques. Par ailleurs, et dans le but d'estimer le flux dans la MAS, une association adéquate entre la commande SMC et l'observateur à grand gain (HGO) sera proposée. Afin de mettre en évidence l'efficacité du schéma de commande proposé, des simulations numériques seront présentées.

## III.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT (SMC)

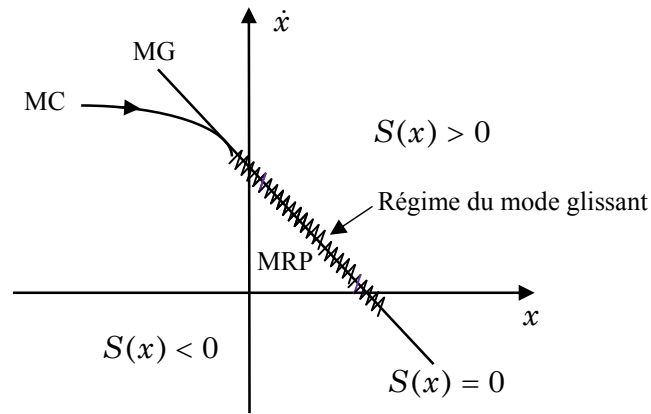
### III.2.1 Généralités et principes

La commande par modes glissants (SMC) est une technique initialement développée dans les années 1950 et popularisée par l'article précurseur d'Utkin (Utkin, 1977). C'est une stratégie de commande devenue très efficace en théorie de commande moderne grâce à sa simplicité et à sa robustesse face aux variations paramétriques (Utkin *et al.*, 1999). Avec le développement croissant de l'électronique de puissance, cette approche de commande a connu beaucoup de succès dans le domaine des machines électriques.

Dans cette commande à structure variable, la trajectoire d'état est amenée vers une surface appelée surface de glissement. Puis cette trajectoire est forcée à rester au voisinage de celle-ci à l'aide de la loi de commutation. Les modes glissants sont très utilisés en automatique non linéaire pour la commande, l'observation et l'estimation de paramètres. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer aux ouvrages (Edwards et Spurgeon, 1998 ; Fridman *et al.*, 2011).

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties correspondant à trois modes différents comme présente la figure 1 (Slotine, 1984 ; Gao et Hung, 1993 ; Hung *et al.*, 1993) :

- Le mode de convergence (MC): C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et se dirige 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): C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x) = 0$ .
- Le mode de régime permanent (MRP): Ce mode 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 (Gao et Hung, 1993).



**Figure III.1** Les différents modes de trajectoire dans le plan de phase.

### III.2.2. Conception de la commande SMC

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de performances. En général, pour réaliser ce type de commande trois étapes doivent être suivies:

#### a) Choix de la surface de glissement:

La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence donnée par Slotine (Slotine, 1984), est définie par:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.1})$$

Où  $\lambda$ ,  $r$  et  $e(x) = (x_{ref} - x)$  représentent respectivement, une constante positive, le degré relatif et l'écart entre la variable à régler et sa référence.

Dans notre cas, l'objectif est de synthétiser une commande par mode glissement avec une surface convenablement choisie (Mekki *et al.*, 2015). A cet effet et comme présenté dans (Bouri *et Thomasset.*, 2001) et (Eker *et Akinal.*, 2008), la SMC avec une surface à action intégrale donne des résultats meilleurs dans tous les points de fonctionnement. L'erreur statique est suffisamment réduite par rapport aux autres stratégies de commande sans action intégrale et la dynamique est satisfaisante. Selon (Bouri *et Thomasset.*, 2001), (Eker *et Akinal.*, 2008) et (Mekki *et al.*, 2015), la surface de glissement peut être sous la forme:

$$S(t) = e(t) + m_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{III.2})$$

$m_i$  représentent des constantes positives.

**b) Conditions de convergence et d'existence:**

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

1. *Fonction directe de commutation* : C'est la première condition de convergence qui a été proposée et étudiée par (Emelyanov., 1967) et (Utkin., 1977). Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

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

2. *Fonction de LYAPUNOV*: C'est la deuxième condition de convergence. La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ( $V(x) > 0$ ) pour les variables d'état du système. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

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

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître et converger vers zéro, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative ( $\dot{V}(x) < 0$ ). Ceci n'est valable que si la condition (III.3) est vérifiée.

**c) Synthèse de la commande :**

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue est amenée à réduire autant que possible l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour rôle de vérifier les conditions d'attractivité. Afin d'obliger le système à suivre la trajectoire imposée, il suffit de rendre  $S = 0$  attractive. Pour cela, on ajoute une commande  $U_n$  à la commande équivalente  $U_{eq}$  sous la forme :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.6})$$

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est  $S = 0 \Rightarrow \dot{S} = 0$  ce qui nous ramène à définir la commande équivalente  $U_{eq}$ .

Tandis que la loi de commande qui assure l'attractivité  $U_n$  est donnée par :

$$U_n = -k \text{sign}(S) \quad (\text{III.7})$$

### III.3 COMMANDE FTC PASSIVE (PFTC)

Les approches FTC passives utilisent des techniques de commande robustes (Niemann et Stoustrup., 2005), (Benosman *et al.*, 2009), (Mekki *et al.*, 2014.b), (Djeghali *et al.*, 2013) pour que le système en boucle fermée reste insensible à certains défauts en utilisant des paramètres de commande constants. Une liste de dysfonctionnements potentiels est supposée connue a priori comme les défauts de conception de base et tous les modes de défaillance. Les conditions de fonctionnement du système sont considérées comme normales au stade de la conception (Jiang *et al.*, 2012). Par conséquent, quand une panne survient, le contrôleur doit être capable de maintenir la stabilité du système avec une dégradation acceptable dans les performances. Aussi l'efficacité de cette stratégie, qui suppose généralement un répertoire très restrictif de défauts, dépend de la robustesse du système nominal en boucle fermée.

L'objectif visé par notre application est de concevoir une commande PFTC pour forcer la vitesse  $\Omega$  et le flux  $\varphi_d$  de la MAS à suivre leurs références désirées  $\Omega^*$  et  $\varphi_d^*$  respectivement, avec de bonnes performances sous l'effet indésirable du couple de charge  $C_r$  et des perturbations paramétriques qui introduisent des termes indésirables  $\delta_i(x, \delta a_i)$  dans les modèles sains (voir (II.13) et (II.15)). Le problème consiste à concevoir un dispositif de commande robuste ne nécessitant aucun schéma de détection de défauts (FDI) ni aucune reconfiguration de la loi de commande. Ces techniques sont généralement simples dans leur mise en œuvre. La méthode PFTC proposée utilise un contrôleur fixe. Les défauts sont considérés comme des incertitudes représentées par les termes  $\delta_i(x, \delta a_i)$  et sont prises en compte dans la conception de la loi de commande. Afin d'atteindre l'objectif de la commande, nous utilisons une stratégie robuste de type SMC avec une surface intégrale de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts.

#### Définition:

Un domaine de fonctionnement  $\lambda$  est défini comme suit (Djeghali *et al.*, 2013):

Si  $i_d^{\max}$ ,  $i_q^{\max}$ ,  $\varphi_d^{\max}$ ,  $\Omega^{\max}$ ,  $C_r^{\max}$ ,  $H_i^{\max}$  sont respectivement les valeurs maximales des courant, flux, vitesse, couple de charge et les variations paramétriques, alors  $|i_d| \leq i_d^{\max}$ ,  $|i_q| \leq i_q^{\max}$ ,  $|\varphi_d| \leq \varphi_d^{\max}$ ,  $|\Omega| \leq \Omega^{\max}$ ,  $|C_r| < C_r^{\max}$  et  $|\delta_i(x, \delta a_i)| \leq H_i^{\max}$ .

#### Hypothèse 1:

- a) Les états de la MSAP et/ou MAS sont dans le domaine de fonctionnement  $\lambda$ .
- b) Les références désirées du flux ( $\varphi_d^*$ ) et de la vitesse ( $\Omega^*$ ) sont dans le domaine de fonctionnement  $\lambda$ .

**c)** Le couple de charge réelle ( $C_r$ ) est supposé être limité par une valeur maximale fixe ( $C_r^{\max}$ ). Cette valeur maximale est choisie conformément aux caractéristiques réalistes de couple  $|C_r| < C_r^{\max}$ .

**d)** La variation des résistances rotoriques ou statoriques  $\delta R_i$  reste dans le domaine de fonctionnement  $\hat{\lambda}$ .

A partir de l'hypothèse 1, les fonctions  $\delta_i(x, \delta a_i) : \mathfrak{R}^4 \rightarrow \mathfrak{R}$ , sont bornées comme suit  $|\delta_i(x, \delta a_i)| \leq H_i^{\max}$  (Djeghali *et al.*, 2013).

### III.3.1. Application de la commande PFTC aux MSAP

Considérons les résultats présentés dans le chapitre précédent (II.15), où les calculs ont mené vers le nouveau modèle de la MSAP en présence de perturbations paramétriques :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 i_d + a_2 i_q \omega_r + b_1 u_d + \delta_1(x) \\ a_3 i_q + a_4 \omega_r + a_5 i_d \omega_r + b_2 u_q + \delta_2(x) \\ a_6 i_q + a_7 \omega_r + d C_r + \delta_3(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Pour la conception d'une stratégie SMC dédiée à la MSAP, les surfaces de glissement suivantes sont choisies (voir Gouichiche *et al.*, 2013 et Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{pmatrix} S_1(t) = \omega_r - \omega_r^{\text{ref}} + m_1 \int (\omega_r - \omega_r^{\text{ref}}) dt \\ S_2(t) = i_q - i_q^{\text{ref}} + m_2 \int (i_q - i_q^{\text{ref}}) dt \\ S_3(t) = i_d - i_d^{\text{ref}} + m_3 \int (i_d - i_d^{\text{ref}}) dt \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Où,  $\omega_r^{\text{ref}}, i_d^{\text{ref}}, i_q^{\text{ref}}$  représente la vitesse et les courants de références;  $m_1, m_2, m_3$  sont des constantes positives.

#### a) Régulateur de la vitesse

En utilisant le théorème des modes glissants (Utkin., 1977), la condition nécessaire pour que les états du système suivent les trajectoires désirées est  $S_1(t) = 0$  i.e :

$$\dot{S}_1(t) = (\dot{\omega}_r - \dot{\omega}_r^{\text{ref}}) + m_1(\omega_r - \omega_r^{\text{ref}}) = 0$$

Dans ce cas, la commande équivalente est donné par:

$$i_q^{\text{eq}} = \frac{1}{a_6} (-a_7 \omega_r - d C_r + \dot{\omega}_r^{\text{ref}} - \delta_3(x) - m_1(\omega_r - \omega_r^{\text{ref}})) \quad (\text{III.10})$$

La loi de commande assurant l'attractivité est donnée par:

$$i_q^{at} = -k_1 \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.11})$$

avec  $k_1 > 0$ .

Une combinaison appropriée entre (III.10) et (III.11) conduit à définir le régulateur (SMC) de la vitesse:

$$i_q^{ref} = \frac{1}{a_6} (-a_7 \omega_r - dC_r + \dot{\omega}_r^{ref} - \delta_3(x) - m_1(\omega_r - \omega_r^{ref})) - k_1 \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.12})$$

### b) Régulateurs de Courants

Dans ce cas, les conditions nécessaires pour que les états suivent la trajectoire désirée est  $S_2(t) = 0$  et  $S_3(t) = 0$ . Nous avons donc :

$$\begin{cases} \dot{S}_2(t) = \dot{i}_q - \dot{i}_q^{ref} + m_2(i_q - i_q^{ref}) = 0 \\ \dot{S}_3(t) = \dot{i}_d - \dot{i}_d^{ref} + m_3(i_d - i_d^{ref}) = 0 \end{cases}$$

Selon la dérivée des surfaces des courants, nous pouvons générer  $u_d^{eq}$  et  $u_q^{eq}$  comme suit:

$$\begin{cases} u_q^{eq} = \frac{1}{b_2} (\dot{i}_q^{ref} - a_3 i_q - a_4 \omega_r - a_5 i_d \omega_r - \delta_2(x) - m_2(i_q - i_q^{ref})) \\ u_d^{eq} = \frac{1}{b_1} (\dot{i}_d^{ref} - a_1 i_d - a_2 i_q \omega_r - \delta_1(x) - m_3(i_d - i_d^{ref})) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La loi de commande attractive directe et en quadrature est donnée par:

$$\begin{cases} u_q^{at} = -k_2 \text{sign}(S_2) \\ u_d^{at} = -k_3 \text{sign}(S_3) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

avec  $k_2$  et  $k_3$  sont des constantes positives qui doivent être convenablement choisis. Selon (III.13)-(III.14) et la preuve de stabilité 1, la loi de commande (SMC) globale aura la forme:

$$\begin{cases} u_q^{nom} = \frac{1}{b_2} (\dot{i}_q^{ref} - a_3 i_q - a_4 \omega_r - a_5 i_d \omega_r - m_2(i_q - i_q^{ref})) - k_2 \text{sign}(S_2) \\ u_d^{nom} = \frac{1}{b_1} (\dot{i}_d^{ref} - a_1 i_d - a_2 i_q \omega_r - m_3(i_d - i_d^{ref})) - k_3 \text{sign}(S_3) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

### c) Analyse de stabilité en boucle fermée

L'objectif de la commande est de forcer la vitesse à suivre sa référence ( $\omega_r \rightarrow \omega_r^{ref}$ ) et maintenir en même temps  $i_d \rightarrow 0$  sous l'effet des variations paramétriques et du couple de charge (III.8).

Si  $e_d, e_q$  et  $e_\omega$  désignant respectivement les erreurs sur les courants et la vitesse, alors leurs dynamiques peuvent être exprimées par:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d = a_1 \dot{i}_d + a_2 \dot{i}_q \omega_r + b_1 u_d + \delta_1(x) - \dot{i}_d^{ref} \\ \dot{e}_q = a_3 \dot{i}_q + a_4 \omega_r + a_5 \dot{i}_d \omega_r + b_2 u_q + \delta_2(x) - \dot{i}_q^{ref} \\ \dot{e}_\omega = a_6 \dot{i}_q + a_7 \omega_r + a_8 \dot{i}_d \dot{i}_q + d C_r + \delta_3(x) - \dot{\omega}_r^{ref} \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Prenons  $k_1 = \frac{k_\omega}{a_6}$  dans (III.12).

A partir de cette dernière et de  $\dot{e}_\omega$  (III.16), on obtient:

$$\dot{e}_\omega = -k_\omega \text{sign}(S_1) + \delta_3(x) - m_1 e_\omega \quad (\text{III.17})$$

Dans le même contexte, considérons  $k_2 = \frac{k_q}{b_2}$  et  $k_3 = \frac{k_d}{b_1}$ . Selon (III.15) et (III.16);

$\dot{e}_q$  et  $\dot{e}_d$  prennent la forme:

$$\begin{aligned} \dot{e}_q &= -k_q \text{sign}(S_2) + \delta_2(x) - m_2 e_q \\ \dot{e}_d &= -k_d \text{sign}(S_3) + \delta_1(x) - m_3 e_d \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

### Preuve de la stabilité 1.

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2} e_\omega^2 \quad (\text{III.19})$$

La dérivée de  $V$  par rapport au temps sera:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_d(-k_d \text{sign}(S_3) + \delta_1(x) - m_3 e_d) + e_q(-k_q \text{sign}(S_2) + \delta_2(x) - m_2 e_q) \\ &\quad + e_\omega(-k_\omega \text{sign}(S_1) + \delta_3(x) - m_1 e_\omega) \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

avec  $m_i$  ( $i = 1, \dots, 3$ ) des coefficients positifs pris tels que :

$$m_1 \gg |k_\omega \text{sign}(S_1) + \delta_3(x)|_{\max}, \quad m_2 \gg |k_q \text{sign}(S_2) + \delta_2(x)|_{\max}, \quad m_3 \gg |k_d \text{sign}(S_3) + \delta_1(x)|_{\max}.$$

avec ce choix, la dérivée de la fonction de Lyapunov (III.20) devient:

$$\dot{V} < -m_3 e_d^2 - m_2 e_q^2 - m_1 e_\omega^2 \quad (\text{III.21})$$

Finalement (III.21) prouve que  $\dot{V} \leq 0$ , ce qui implique que l'erreur est globalement uniformément bornée. Par conséquent, l'analyse de la convergence de la vitesse ( $\omega_r \rightarrow \omega_r^{ref}$ ) et des courants ( $i_d \rightarrow i_d^{ref}$ ;  $i_q \rightarrow i_q^{ref}$ ) peut être établie.

**Remarque 1.** La commande découplée de la vitesse  $\omega_r$  et des courants  $i_d, i_q$  est atteinte selon (III.12) et (III.15), ces lois de commande annulent l'effet des perturbations inconnues provenant des variations paramétriques et du couple  $C_r$ . Une fois que l'annulation ait lieu, la dynamique globale de  $i_d, i_q$  et  $\omega_r$  est simplifiée et il est facile de choisir les gains (SMC) correspondants.

### III.3.2. Application de la commande PFTC aux MAS

En utilisant le modèle réduit de la MAS en présence des perturbations paramétriques (voir (II.13)), il est possible de concevoir une commande (SMC).

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\varphi}_d \\ \dot{\Omega} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \alpha_2 \varphi_d + b V_{sd} + \delta_1(x) \\ -\omega_s i_{sd} + \alpha_1 i_{sq} + \alpha_3 \varphi_d \Omega + b V_{sq} + \delta_2(x) \\ \alpha_4 \varphi_d + \alpha_5 i_{sd} + \delta_3(x) \\ \alpha_6 i_{sq} \varphi_d + \alpha_7 \Omega + d C_r + \delta_4(x) \end{pmatrix} \quad (III.22)$$

La loi de commande est conçue en combinant la méthode de commande vectorielle (VC) avec la méthode de commande glissante (SMC) (Ziqian *et qunjing*, 2008). Dans ce cas, et à partir de (III.2), quatre surfaces de glissement avec action intégrale seront choisies comme suit (Gouichiche, *et al.*, 2013 ; Mekki, *et al.*, 2015):

$$\begin{pmatrix} S_1 = \varphi_d - \varphi_d^* + m_1 \int (\varphi_d - \varphi_d^*) dt \\ S_2 = \Omega - \Omega^* + m_2 \int (\Omega - \Omega^*) dt \end{pmatrix} \quad (III.23)$$

$$\begin{pmatrix} S_3 = i_{sq} - i_{sq}^* + m_3 \int (i_{sq} - i_{sq}^*) dt \\ S_4 = i_{sd} - i_{sd}^* + m_4 \int (i_{sd} - i_{sd}^*) dt \end{pmatrix} \quad (III.24)$$

où:  $(i_{sd}^*, i_{sq}^*)$ ,  $\varphi_d^*$  et  $\Omega^*$  représente les références des courants, du flux et de la vitesse respectivement.

$m_1, m_2, m_3$  et  $m_4$  sont des constantes positives.

#### a) Régulateur du Flux et de la vitesse

La condition nécessaire pour que les états du système suivent les trajectoires désirés est définie par :

$$\begin{pmatrix} S_1 = \dot{S}_1 = \dot{\varphi}_d - \dot{\varphi}_d^* + m_1 (\varphi_d - \varphi_d^*) = 0 \\ S_2 = \dot{S}_2 = \dot{\Omega} - \dot{\Omega}^* + m_2 (\Omega - \Omega^*) = 0 \end{pmatrix} \quad (III.25)$$

Dans ce cas, les courants de références équivalents sont données par:

$$\begin{pmatrix} i_{sdeq}^* = \frac{1}{\alpha_5} (\dot{\varphi}_d^* - \alpha_4 \varphi_d - \delta_3(x) - m_1 (\varphi_d - \varphi_d^*)) \\ i_{sreq}^* = \frac{1}{\alpha_6 \varphi_d} (\dot{\Omega}^* - \alpha_7 \Omega^* - d C_r - \delta_4(x) - m_2 (\Omega - \Omega^*)) \end{pmatrix} \quad (III.27)$$

La loi de commande qui assure l'attractivité est:



$$\begin{pmatrix} i_{sdn}^* = -k_1 \text{sign}(S_1) \\ i_{sqn}^* = -k_2 \text{sign}(S_2) \end{pmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Finement à partir de (III.27) et (III.28) on obtient:

$$\begin{pmatrix} i_{sd}^* = \frac{1}{\alpha_{10}} (\dot{\varphi}_d^* - \alpha_4 \varphi_d - \delta_3(x) - m_1(\varphi_d - \varphi_d^*)) - k_1 \text{sign}(S_1) \\ i_{sq}^* = \frac{1}{\alpha_6 \varphi_d} (\dot{\Omega}^* - \alpha_7 \Omega^* - dC_r - \delta_4(x) - m_2(\Omega - \Omega^*)) - k_2 \text{sign}(S_2) \end{pmatrix} \quad (\text{III.29})$$

### b) Régulateurs de courants

Selon la dérivée des surfaces (III.24), on peut générer les tensions sur l'axe ( $d$ - $q$ ).

$$\begin{pmatrix} \dot{S}_3 = \dot{i}_{sq} - i_{sq}^* + m_3(i_{sq} - i_{sq}^*) = 0 \\ \dot{S}_4 = \dot{i}_{sd} - i_{sd}^* + m_4(i_{sd} - i_{sd}^*) = 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Si en prend:

$$\begin{pmatrix} e_q = (i_{sq} - i_{sq}^*) \\ e_d = (i_{sd} - i_{sd}^*) \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} e_\varphi = (\varphi_d - \varphi_d^*) \\ e_\Omega = (\Omega - \Omega^*) \end{pmatrix}$$

Dans ce cas, la loi de commande est:

$$\begin{pmatrix} u_{2eq} = \frac{1}{b} ((di_{sq}^*/dt) - f_2(x) - \alpha_6 \varphi_d e_\Omega - \delta_2(x) - m_3 e_q) \\ u_{1eq} = \frac{1}{b} ((di_{sd}^*/dt) - f_1(x) - \alpha_5 e_\varphi - \delta_1(x) - m_4 e_d) \end{pmatrix} \quad (\text{III.31})$$

avec  $f_1(x) = \alpha_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \alpha_2 \varphi_d$ ;  $f_2(x) = -\omega_s i_{sd} + \alpha_1 i_{sq} + \alpha_3 \varphi_d \Omega$

La loi de commande attractive sera:

$$\begin{pmatrix} u_{2n} = -k_3 \text{sign}(S_3) \\ u_{1n} = -k_4 \text{sign}(S_4) \end{pmatrix} \quad (\text{III.32})$$

avec  $k_3$  et  $k_4$  sont des constantes positives.

Finement à partir de (III.31), (III.32) et la preuve de stabilité 2 on obtient:

$$\begin{pmatrix} u_2^{nom} = \frac{1}{b} ((di_{sq}^*/dt) - f_2(x) - \alpha_6 \varphi_d e_\Omega - m_3 e_q) - k_3 \text{sign}(S_3) \\ u_1^{nom} = \frac{1}{b} ((di_{sd}^*/dt) - f_1(x) - \alpha_5 e_\varphi - m_4 e_d) - k_4 \text{sign}(S_4) \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

### c) Analyse de stabilité en boucle fermée

L'objectif est de forcer les courants  $(i_{sd})$ ,  $(i_{sq})$ , le flux et la vitesse à suivre leurs références désirées  $(i_{sd})_{ref}$ ,  $(i_{sq})_{ref}$ ,  $\varphi_d^*$  et  $\Omega^*$  respectivement en présence des variations paramétriques et du couple de charge (III.22).

Soit  $e_d, e_q, e_\varphi$  et  $e_\Omega$  les erreurs de poursuite des courants, du flux et de la vitesse, alors les dynamiques des erreurs seront données par:

$$\left( \begin{array}{l} \dot{e}_d = \alpha_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \alpha_2 \varphi_d + b V_{sd} + \delta_1(x) - (di_{sd}^*/dt) \\ \dot{e}_q = -\omega_s i_{sd} + \alpha_1 i_{sq} + \alpha_3 \varphi_d \Omega + b V_{sq} + \delta_2(x) - (di_{sq}^*/dt) \\ \dot{e}_\varphi = \alpha_4 \varphi_d + \alpha_5 e_d - \dot{\varphi}_d^* + \delta_3(x) + \alpha_5 i_{sd}^* \\ \dot{e}_\Omega = \alpha_6 \varphi_d e_q + \alpha_7 \Omega + d C_r - \dot{\Omega}^* + \delta_4(x) + \alpha_6 \varphi_d i_{sq}^* \end{array} \right) \quad (\text{III.34})$$

En prenant  $k_1 = \frac{k_\varphi}{\alpha_5}$  et  $k_2 = \frac{k_\Omega}{\alpha_6 x_3}$  dans (III.28) alors (III.29) devient:

$$i_{sd}^* = \frac{1}{\alpha_5} (\dot{\varphi}_d^* - \alpha_4 \varphi_d - \delta_3(x) - m_1 e_d - k_\varphi \text{sign}(S_1)) \quad (\text{III.35})$$

$$i_{sq}^* = \frac{1}{\alpha_6 \varphi_d} (\dot{\Omega}^* - \alpha_7 \Omega^* - d C_r - \delta_4(x) - m_2 e_\Omega - k_\Omega \text{sign}(S_2)) \quad (\text{III.36})$$

A partir de (III.35) et  $\dot{e}_\varphi$  et à partir de (III.36) et  $\dot{e}_\Omega$  on obtient respectivement:

$$\left( \begin{array}{l} \dot{e}_\varphi = \alpha_5 e_d - m_1 e_\varphi - k_\varphi \text{sign}(S_1) + \delta_3(x) \\ \dot{e}_\Omega = \alpha_6 \varphi_d e_q - m_2 e_\Omega - k_\Omega \text{sign}(S_2) + \delta_4(x) \end{array} \right) \quad (\text{III.37})$$

En prenant  $k_3 = \frac{k_q}{b}$  et  $k_4 = \frac{k_d}{b}$  dans (III.32) alors (III.33) devient:

$$V_{sq} = \frac{1}{b} (\omega_s i_{sd} - \alpha_1 i_{sq} - \alpha_3 \varphi_d \Omega - \alpha_6 \varphi_d e_\Omega - \delta_2(x) - m_3 e_q + (di_{sq}^*/dt) - k_q \text{sign}(S_3)) \quad (\text{III.38})$$

$$V_{sd} = \frac{1}{b} (-\alpha_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \alpha_2 \varphi_d - \alpha_5 e_\varphi - \delta_1(x) - m_4 e_d + (di_{sd}^*/dt) - k_d \text{sign}(S_4)) \quad (\text{III.39})$$

De (III.38), (III.34) et (III.39):

$$\left( \begin{array}{l} \dot{e}_q = -m_3 e_q - \alpha_6 \varphi_d e_\Omega - k_q \text{sign}(S_3) + \delta_2(x) \\ \dot{e}_d = -m_4 e_d - \alpha_5 e_\varphi - k_d \text{sign}(S_4) + \delta_1(x) \end{array} \right) \quad (\text{III.40})$$

### Preuve de la stabilité 2.

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} (e_d^2 + e_q^2 + e_\varphi^2 + e_\Omega^2) \quad (\text{III.41})$$

La dérivée de  $V$  par rapport au temps est:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_d(-m_4 e_d - a_5 e_\varphi - k_d \text{sign}(S_4) + \delta_1(x)) + e_q(-m_3 e_q - a_6 \varphi_d e_\Omega - k_q \text{sign}(S_3) + \delta_2(x)) \\ & + e_\varphi(a_5 e_d - m_1 e_\varphi - k_\varphi \text{sign}(S_1) + \delta_3(x)) + e_\Omega(a_6 \varphi_d e_q - m_2 e_\Omega - k_\Omega \text{sign}(S_2) + \delta_4(x)) \end{aligned} \quad (\text{III.42})$$

Pour assurer la stabilité et compenser l'effet des perturbations paramétriques, il suffit de choisir  $m_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) de la façon suivante:

$$\begin{cases} m_4 \gg |k_d \text{sign}(S_4) + \delta_1(x)|_{\max} \\ m_3 \gg |k_q \text{sign}(S_3) + \delta_2(x)|_{\max} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} m_1 \gg |k_\varphi \text{sign}(S_1) + \delta_3(x)|_{\max} \\ m_2 \gg |k_\Omega \text{sign}(S_2) + \delta_4(x)|_{\max} \end{cases}$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov (III.42) devient:

$$\dot{V} = -m_4 e_d^2 - m_3 e_q^2 - m_1 e_\varphi^2 - m_2 e_\Omega^2 \quad (\text{III.43})$$

Finalement (III.43) montre que  $\dot{V} \leq 0$ , cela implique que les variables d'erreur,  $e_d, e_q, e_\varphi$  et  $e_\Omega$  sont globalement uniformément bornées. Par conséquence, l'analyse de la convergence de la vitesse ( $\Omega_r \rightarrow \Omega_r^*$ ), flux ( $\varphi_d \rightarrow \varphi_d^{ref}$ ) et des courants ( $i_d \rightarrow i_d^*$ ;  $i_q \rightarrow i_q^*$ ) peut être assurée.

**Remarque 2.** La fonction  $\text{sign}(x)$  introduit le phénomène de chattering indésirable en raison des brusques changements dans le signal de commande (Boyuan *et al.*, 2016). La fonction de saturation  $\text{sat}(x)$  est donc utilisée pour éliminer cet effet indésirable:

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x > \zeta \\ \text{sign}(x) & \text{if } -\zeta \leq x \leq \zeta \\ -1 & \text{if } x < -\zeta \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

où  $\zeta$  est la largeur de la bande limite.



**Figure III.2** Fonctions typiques: (a)  $\text{sign}(x)$ , (b)  $\text{sat}(x)$

**Remarque 3:** Dans la pratique, seules les tensions, les courants et la vitesse du rotor sont disponibles à la mesure, tandis que pour le flux cela n'est pas évident. En effet, la majorité des travaux sont orientés vers l'estimation de cette variable. Dans ce chapitre, l'estimation du flux rotorique sera effectuée à l'aide d'un observateur à grand gain (Khalil, 2008), (Ghanes, *et al.*, 2008), (Benzineb *et al.*, 2010), (Haj Brahim, *et al.*, 2011), (Mekki, *et al.*, 2012).

### III.4 OBSERVATEUR A GRAND GAIN (HGO)

Plusieurs approches pour la commande sans capteur des moteurs asynchrones ont été proposées dans la littérature (Khalil, 2008; Ghanes, *et al.*, 2008; Haj Brahim, *et al.*, 2011). La loi de commande dépend des états non mesurables. Un observateur non linéaire doit être synthétisé afin d'estimer les grandeurs non mesurables et/ou inaccessibles. En effet, l'observateur à grand gain (HGO: High Gain Observer) est plus adéquat pour les systèmes non linéaires observables, parmi lesquels nous pouvons classer les moteurs à induction (Ghanes, *et al.*, 2008; Haj Brahim, *et al.*, 2011).

Afin de concevoir un observateur de courant et de flux à grand gain (HGO: High Gain Observer) basé sur une classe générale de mode glissant, on note par  $(\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta})$  les courants observés;  $(\hat{\phi}_{r\alpha}, \hat{\phi}_{r\beta})$  les flux observés;  $e_{r1} = (i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha})$  et  $e_{r2} = (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta})$  l'erreur d'observation des courants,  $e_{r3} = (\phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha})$  et  $e_{r4} = (\phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta})$  l'erreur d'observation du flux (Khalil, 2008; Ghanes, *et al.*, 2008; Haj Brahim, *et al.*, 2011).

Les équations de l'observateur présenté dans (Benzineb, *et al.*, 2010) et (Mekki, *et al.*, 2012), sont les suivants:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \end{bmatrix} = a_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + A_0 \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + b \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} + \Delta \begin{bmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = a_7 \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + B_0 \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

avec :

$$\begin{pmatrix} A_0 = \begin{pmatrix} a_2 & a_3\Omega \\ -a_3\Omega & a_2 \end{pmatrix}, B_0 = \begin{pmatrix} a_8 & a_9\Omega \\ -a_9\Omega & a_8 \end{pmatrix}, \Delta = \begin{pmatrix} \eta_1 & 0 \\ 0 & \eta_2 \end{pmatrix} \\ K = \begin{bmatrix} B_0 + \begin{pmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{pmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (A_0)^{-1} \begin{pmatrix} \eta_1 & 0 \\ 0 & \eta_2 \end{pmatrix} \end{bmatrix}, a_8 = -\frac{1}{T_r}, a_9 = -n_p \end{pmatrix} \quad (\text{III.46})$$

où:  $\eta_1$  et  $\eta_2$  sont les grands gains, On considère la surface de glissement  $S_c = (S_{c1}(e_{r1}) \ S_{c2}(e_{r2}))^T$  et  $S_{c1}(x)$  et  $S_{c2}(x)$  sont des fonctions strictement croissante satisfaisant:  $S_{ci}(x) = 0$  si et seulement si  $x = 0$  ( $i = 1, 2$ ).

**Remarque 4:** Considérons (III.45) en tenant compte de (III.46), alors on aura:

- Les erreurs d'observation du courant et du flux ( $e_{r1}, e_{r2}, e_{r3}, e_{r4}$ ) sont exponentiellement stables.
- Le système en boucle fermée obtenu en utilisant la commande par mode glissant et l'observateur à grand gain est globalement stable.

### III.4.1 La première condition:

Prenons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V_c = \frac{1}{2} S_c^T S_c \quad (\text{III.47})$$

avec :

$$S_c = \begin{pmatrix} S_{c1} \\ S_{c2} \end{pmatrix}; \begin{pmatrix} \dot{e}_{r1} \\ \dot{e}_{r2} \end{pmatrix} = A_1 \begin{pmatrix} e_{r1} \\ e_{r2} \end{pmatrix} + A_0 \begin{pmatrix} e_{r3} \\ e_{r4} \end{pmatrix} - \Delta \begin{pmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.48})$$

La dynamique de la surface de glissement  $(\dot{S}_{c1}, \dot{S}_{c2})$  devient:

$$\begin{cases} \dot{S}_{c1} = [a_1 e_{r1} + a_2 e_{r3} + a_3 \Omega e_{r4} - \delta_1 \text{sign}(S_{c1})] \frac{dS_{c1}(e_{r1})}{e_{r1}} \\ \dot{S}_{c2} = [a_1 e_{r2} - a_3 \Omega e_{r3} + a_2 e_{r4} - \delta_2 \text{sign}(S_{c2})] \frac{dS_{c2}(e_{r2})}{e_{r2}} \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

et  $\dot{V}_c$  prend donc la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{V}_c &= (a_1 e_{r1} + a_2 e_{r3} + a_3 \Omega e_{r4} - \eta_1 \text{sign}(S_{c1})) S_{c1}(e_{r1}) \frac{dS_{c1}(e_{r1})}{e_{r1}} \\ &\quad + (a_1 e_{r2} - a_3 \Omega e_{r3} + a_2 e_{r4} - \eta_2 \text{sign}(S_{c2})) S_{c2}(e_{r2}) \frac{dS_{c2}(e_{r2})}{e_{r2}} \end{aligned} \quad (\text{III.50})$$

Depuis  $S_{c1}$  et  $S_{c2}$  sont strictement croissantes, cela implique que les termes  $\frac{dS_{c1}(e_{r1})}{e_{r1}}$  et  $\frac{dS_{c2}(e_{r2})}{e_{r2}}$  sont positifs.

#### Hypothèse 2:

Si les grands gains de l'observateur  $\eta_1$  et  $\eta_2$  sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} \eta_1 > \|a_1 e_{r1} + a_2 e_{r3} + a_3 \Omega e_{r4}\|_{Max} \\ \eta_2 > \|a_1 e_{r2} - a_3 \Omega e_{r3} + a_2 e_{r4}\|_{Max} \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

Alors à partir de l'hypothèse 2, les surfaces  $S_c$  et les erreurs d'observation  $e_{r1}$  et  $e_{r2}$  convergent exponentiellement vers zéro. Dans ce cas, la dynamique du premier sous-système (III.45) est en mode glissement.

À partir de (III.48)

Si  $(S_c = \dot{S}_c = 0)$ , alors  $e_{r1} = e_{r2} = e_{r3} = e_{r4} = 0$  et les termes  $\text{sign}(S_{c1})$  et  $\text{sign}(S_{c2})$  sont équivalentes à:

$$\begin{pmatrix} \text{sign}(S_{c1}) \\ \text{sign}(S_{c2}) \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} \eta_1 & 0 \\ 0 & \eta_2 \end{pmatrix}^{-1} A_0 \begin{pmatrix} e_{r3} \\ e_{r4} \end{pmatrix} \quad (\text{III.52})$$

Par conséquent, le deuxième sous-système dynamique (III.45) est réduite à:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_{r3} \\ \dot{e}_{r4} \end{pmatrix} = \left[ B_0 - K \begin{pmatrix} \eta_1 & 0 \\ 0 & \eta_2 \end{pmatrix}^{-1} A_0 \right] \begin{pmatrix} e_{r3} \\ e_{r4} \end{pmatrix} \quad (\text{III.53})$$

avec la matrice de gain  $K$  étant donnée par (III.46).

L'erreur d'observation dynamique  $(e_{r3}, e_{r4})$  devient:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_{r3} \\ \dot{e}_{r4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{r3} \\ e_{r4} \end{pmatrix} \quad (\text{III.54})$$

Il apparaît clairement que les erreurs d'observation flux  $(e_{r3}, e_{r4})$  convergent exponentiellement vers zéro. La dynamique des erreurs d'observation sera stable si et seulement si nous prenons  $q_1 > 0$  et  $q_2 > 0$ .

### III.4.2 La deuxième condition:

La convergence des erreurs  $(e_{r1}, e_{r2})$  et  $(e_{r3}, e_{r4})$  vers zéro signifie que ces variables tendent vers zéro lorsque le flux observé est utilisé à la place du flux réel lors de la synthèse de la loi de commande. Dans ce cas, le système en BF obtenu en utilisant la commande SMC et l'observateur HGO est globalement stable. Cela signifie que la condition est satisfaite dans notre cas (Hammami, 1993).

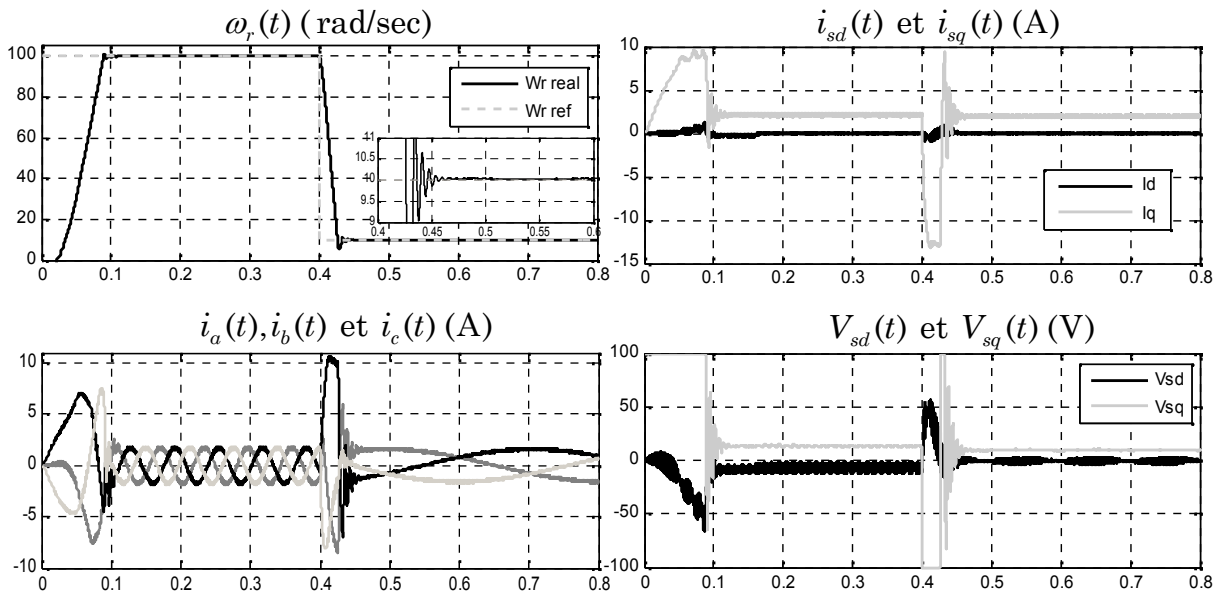
## III.5 RESULTATS DE SIMULATION

A fin de mettre en évidence l'efficacité de l'approche PFTC proposée, une série de simulations numériques est effectuée. Les paramètres électriques et mécaniques des deux systèmes MSAP et MAS sont donnés en annexes A et B.

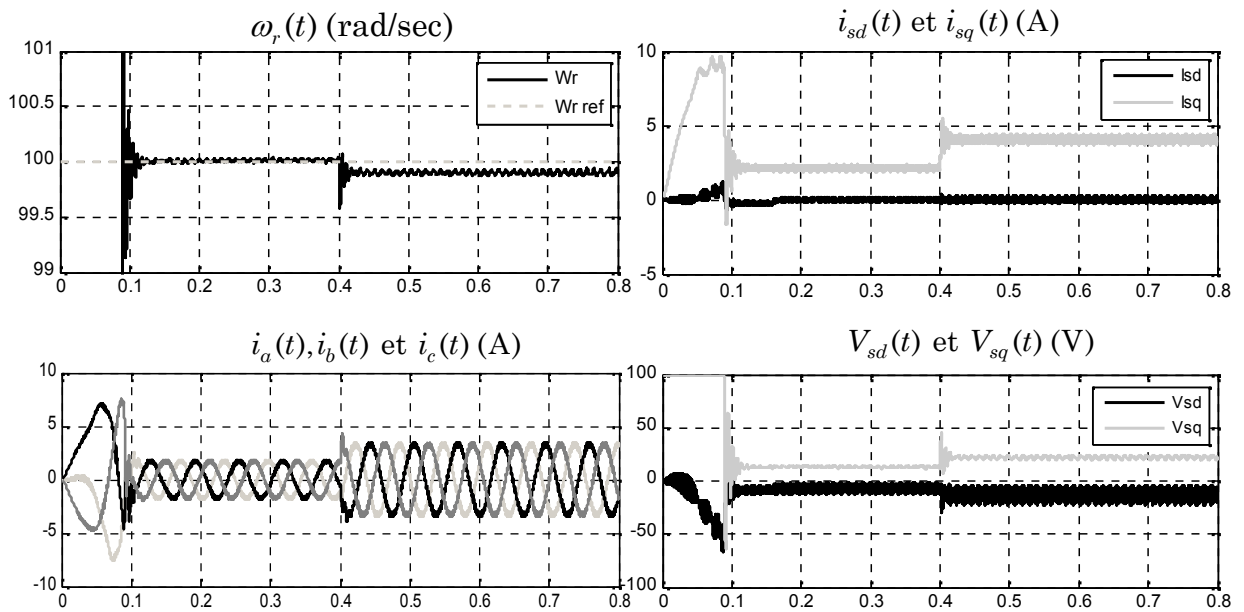
### III.5.1 Simulations numériques (cas MSAP)

Le premier scénario analyse les performances dues aux différents profils de la vitesse  $\Omega$ , du couple  $T_l$  et de la résistance statorique  $R_s$  en présence d'un couple de charge nominal  $T_l = 0.05 \text{ N.m}$ . Les Figures III.3, III.4 et III.5 présentent les résultats de simulation en boucle fermée (BF) en utilisant le modèle élaboré de la MSAP associé avec un onduleur à MLI commandée via la stratégie PFTC basée sur l'approche mode glissant (SMC). Le premier test (figure III.3) concerne la poursuite de référence où la simulation commence par une vitesse de référence  $\omega_r^{ref} = 100 \text{ rad/sec}$  puis un changement brusque vers  $\omega_r^{ref} = 10 \text{ rad/sec}$  à l'instant  $t = 0,4 \text{ s}$ . Dans le deuxième test (figure III.4) une augmentation de +100% du couple  $T_l$  est effectuée à l'instant  $t = 0,4 \text{ s}$ . Par contre, le dernier scénario (figure III.5) concerne la variation paramétrique. +50%  $R_s$  à l'instant  $t = 0,4 \text{ s}$ .

Il est à noter que le courant direct de référence est fixé à zéro ( $i_d^{ref} = 0 \text{ (A)}$ ) dans toutes les simulations.



**Figure III.3** Test de poursuite de référence.



**Figure III.4** Test de robustesse avec variation de couple de charge.

A partir des résultats obtenus en absence de défaut (cas sain), on peut constater que la commande PFTC à base de mode glissant présente des bonnes performances en termes de poursuite de référence (vitesse et courant direct). Aussi on constate une robustesse par rapport aux perturbations paramétriques et au couple de charge.

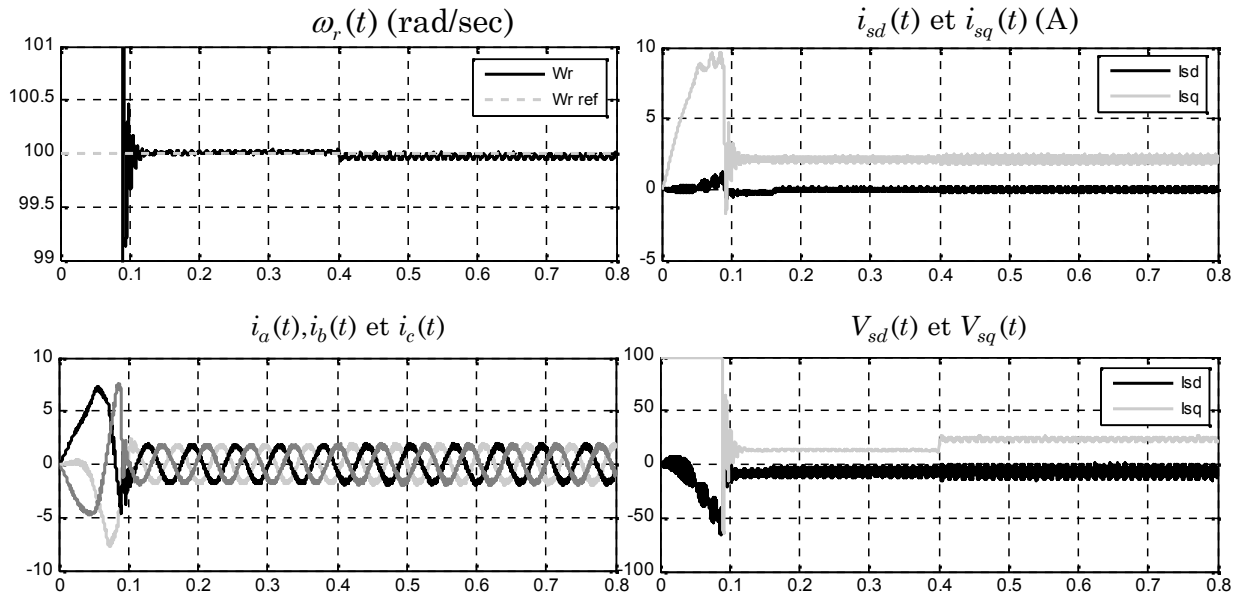


Figure III.5 Test de robustesse avec variation de la résistance statorique.

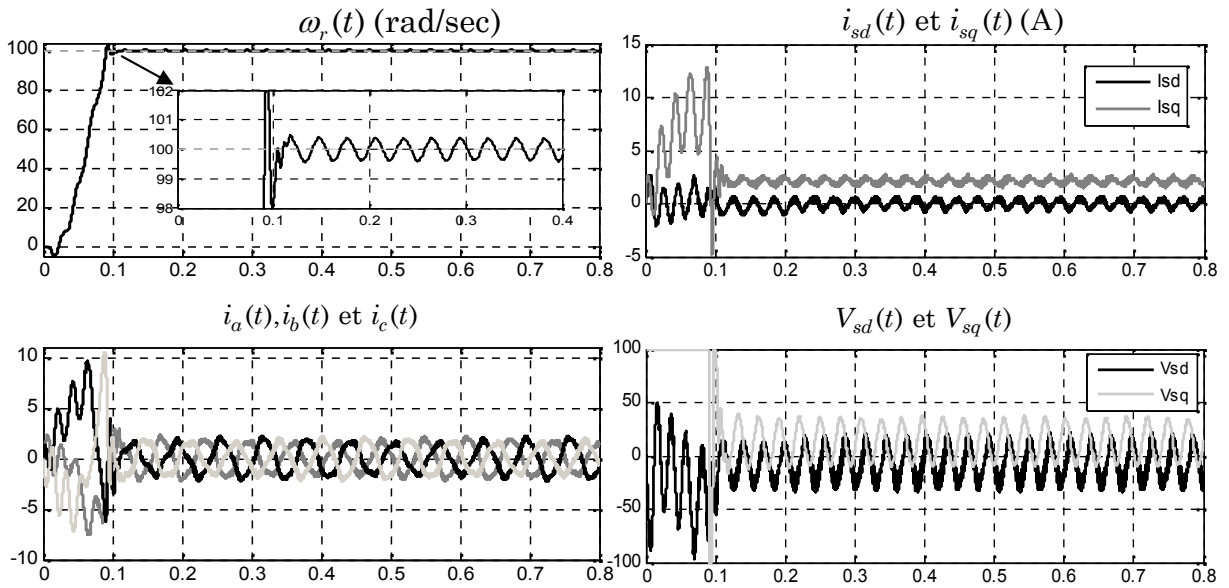


Figure III.6 Test de robustesse en présence d'un défaut statorique.

Avec ces conditions initiales  $\omega_r^{ref} = 100 \text{ rad/sec}$ ,  $i_d^{ref} = 0 \text{ (A)}$ ,  $T_l = 0.05 \text{ N.m}$  et en présence d'un défaut statorique de fréquence  $50 \text{ Hz}$  (figure III.6); on peut remarque la dégradation des performances de la MSAP ainsi la limitation et l'insuffisance de la commande PFTC synthétisée en terme de rejet de l'effet de défauts.



### III.5.2 Simulations numériques (cas MAS)

Dans ce cas, la MAS est soumise à différents tests avec différents profils de vitesse  $\Omega$ , du couple  $T_l$  et de la résistance rotorique  $R_r$ , avec un flux fixe  $\varphi_d = 0.9 \text{ Wb}$ . Trois situations sont envisagées. Dans le premier scenario, la MAS est soumise à un test de poursuite de référence avec un couple de charge nominale  $T_l = 5 \text{ N.m}$ . Un changement brusque de la vitesse de référence de  $100 \text{ rad/sec}$  à  $10 \text{ rad/sec}$  est appliqué à l'instant  $t = 0,4 \text{ s}$ . Les résultats de simulation obtenus sont présentés sur la figure III.7.

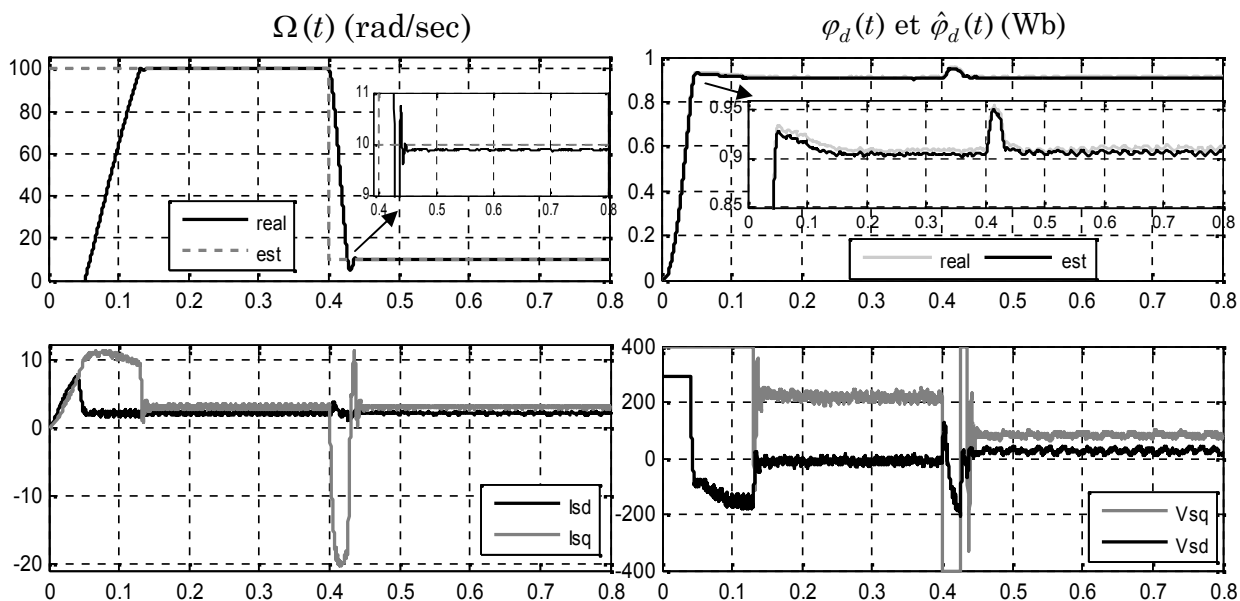


Figure III.7 Test de poursuite de référence.

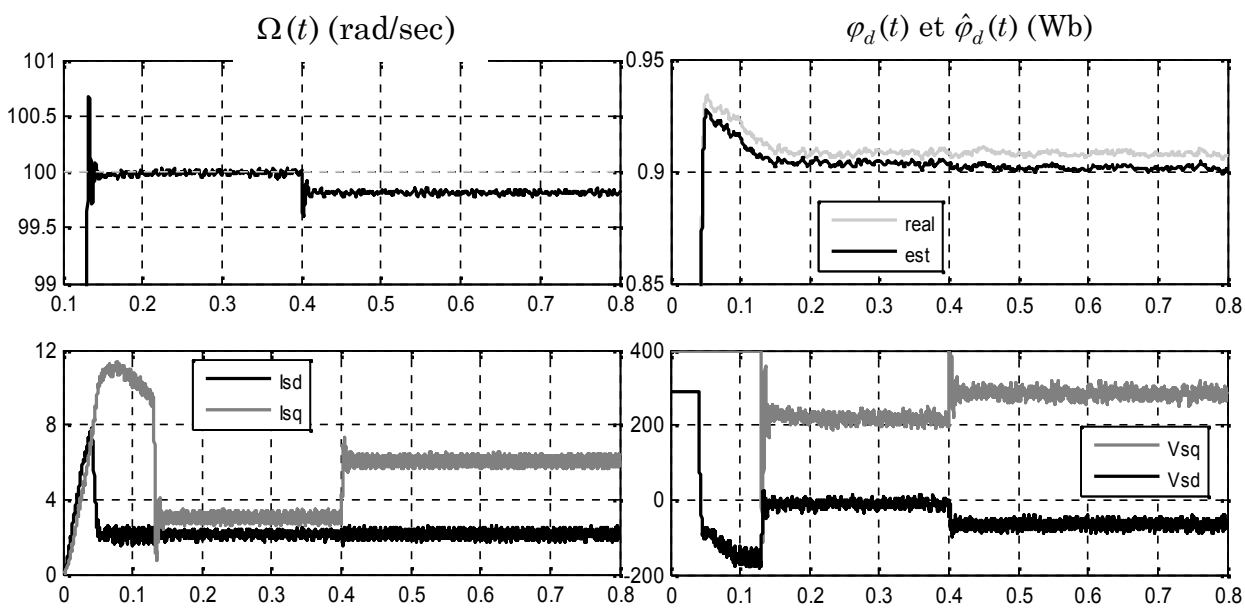
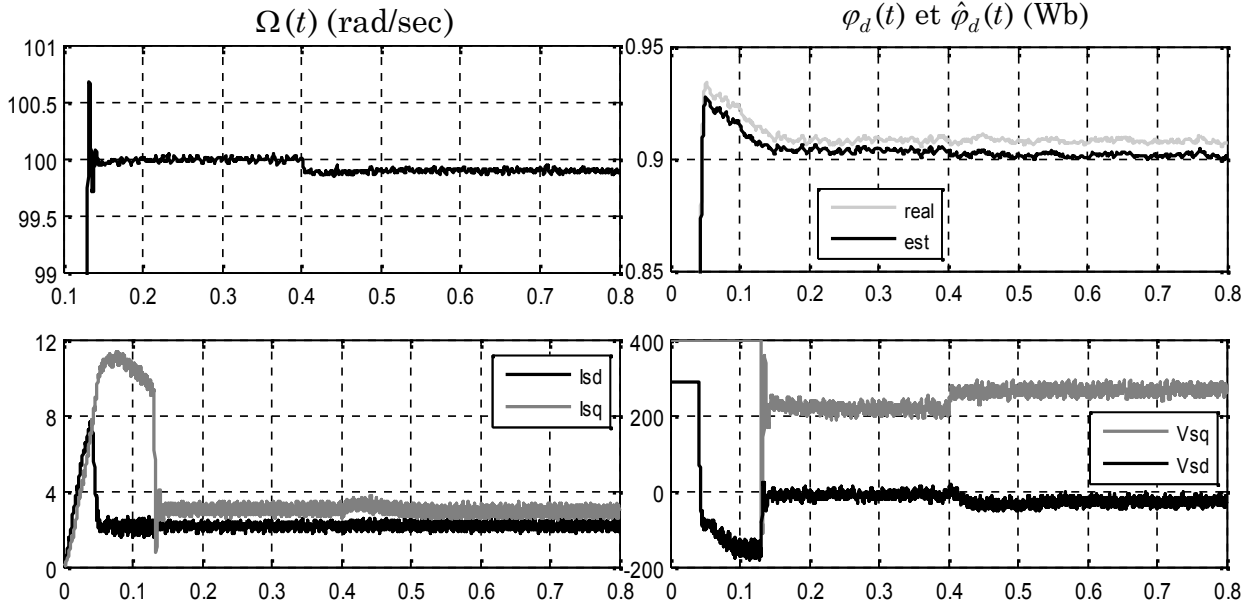


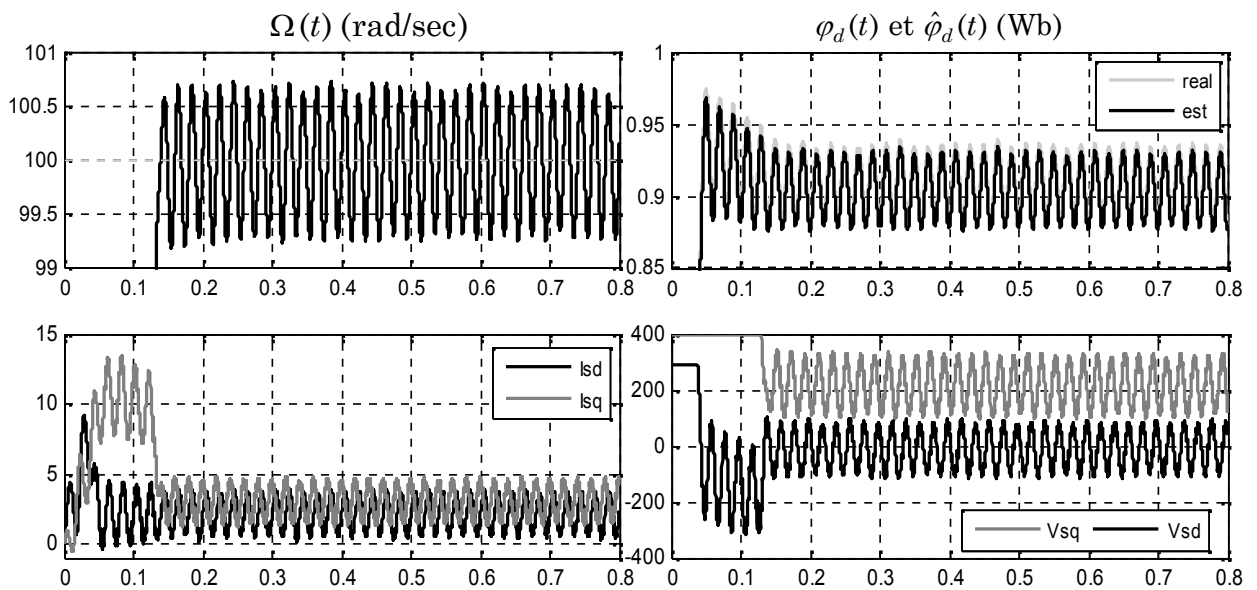
Figure III.8 Test de robustesse avec variation du couple de charge.

Dans le second cas, la MAS est soumise au test de changement du couple de charge à vitesse fixe  $\Omega = 100 \text{ rad/sec}$ . La simulation commence par un couple de charge nominal ( $T_l = 5 \text{ N.m}$ ) qui devient à  $t = 0,4 \text{ s}$   $T_l = 10 \text{ N.m}$  (voir figure III.8).

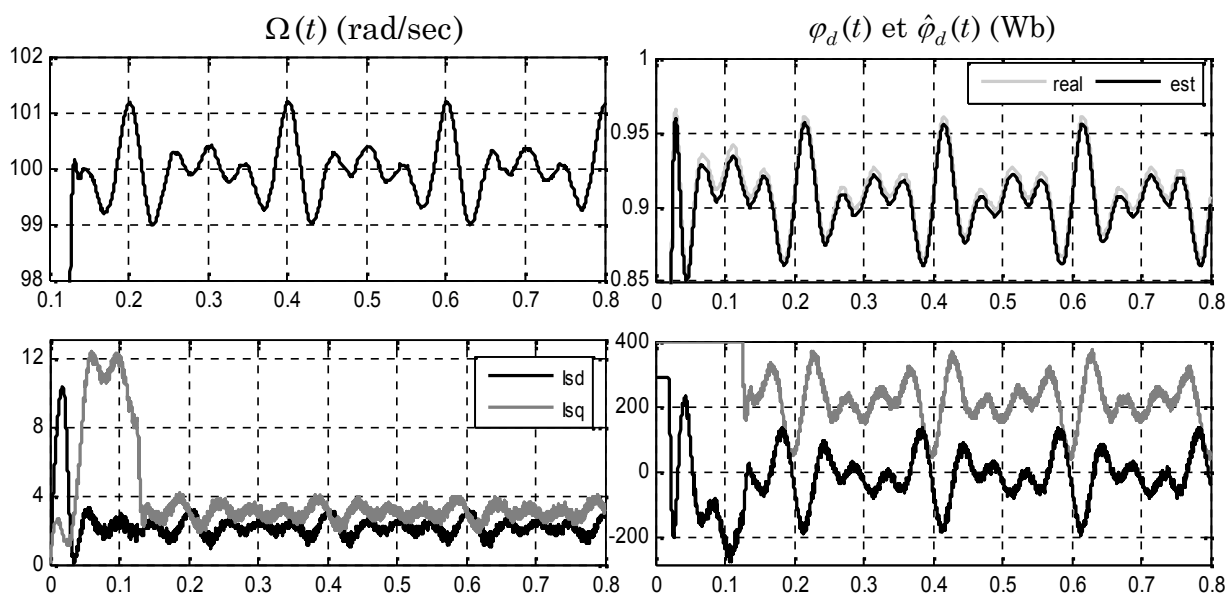


**Figure III.9** Test de robustesse avec variation de la résistance rotorique.

Le troisième scénario (figure III.9) concerne la variation de la résistance rotorique où à l'instant  $t = 0,4 \text{ s}$  une augmentation de  $+50\% R_r$  sera simulée. Les résultats de simulation en présence d'un défaut (statorique de fréquence  $50 \text{ Hz}$ ) et deux défauts (statorique et rotorique de fréquence  $20 \text{ Hz}$ ) sont présentés sur les figures III.10 et III.11 respectivement.



**Figure III.10** Test de robustesse en présence d'un défaut statorique.



**Figure III.11** Test de robustesse en présence de deux défauts statorique et rotorique.

A l'état sain les résultats des simulations montrent l'efficacité de la commande PFTC proposée en utilisant SMC avec une surface de glissement intégrale dotée d'un observateur à grand gain. On peut remarquer que la vitesse et le flux arrivent à suivre leurs références avec une bonne dynamique dans les cas envisagés de différents profils de vitesse (changement brusque), changements de couple (figure III.8) et de variations paramétriques (figure III.9). Par contre, l'apparition d'un défaut statorique (figure III.10) où deux défauts statorique et rotorique (figure III.11) dégradent les performances de la MAS et introduisent des dysfonctionnements inacceptables malgré la présence de la commande PFTC.

### III.6 CONCLUSION

Ce chapitre concerne la conception d'une nouvelle stratégie de commande passive tolérante aux défauts (PFTC) dédiée aux moteurs électriques. Nous avons montré que la commande par mode glissant avec surface de glissement intégrale dotée d'un observateur à grand gain (cas de la MAS) présente une robustesse par rapport au couple de charge et aux perturbations paramétriques. Néanmoins, cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor des machines. Ceci nous a amené à proposer une deuxième stratégie de commande FTC basée sur le modèle interne (chapitre IV) capable de compenser l'effet des défauts par l'ajout d'un terme aditif afin de compenser l'effet des défauts statoriques et/ou rotoriques.

# Chapitre IV

## Commande Implicite Tolérante aux Défauts

### IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous basons sur le travail de (Bonivento et al., 2004), où les défauts d'actionneurs de la MAS ont été modélisés comme des signaux additifs, périodiques, bornées, inconnus et superposées au signal de commande (Benosman et Lum, 2009). Nous pouvons noter que les effets générés par le défaut sont supposés être modélisés comme un signal exogène issu d'un système autonome stable (*exosystème*). Dans (Bonivento et al., 2004 ; Benzineb et al., 2010) la conception du dispositif de commande FTC à modèle interne est basée sur la résolution de l'équation de Sylvester qui nécessite la connaissance ou l'estimation du vecteur des fréquences caractérisant les défauts. Cette méthode de conception est très difficile dans le cas d'un vecteur de fréquences de grande dimension.

Pour contourner ce problème, la synthèse d'un nouveau modèle interne basé sur la théorie de Lyapunov servant à résoudre le problème de la dimension de l'équation de Sylvester (Lin et al., 2007) est proposée dans (Bonivento et al., 2004 ; Benzineb et al., 2010).

Ce chapitre présente, une description de la technique FTC à modèle interne puis son application à la MSAP et à la MAS dans diverses situations de défaillance. Des simulations numériques seront effectuées afin d'évaluer les performances de l'approche proposée.

### IV.2 POSITION DU PROBLEME

Rappelons les modèles non linéaires de la MSAP et de la MAS élaborés dans le chapitre II, en présence des perturbations paramétriques  $\delta(x, \delta a_i)$  et de défauts  $\Gamma_{d,q} w$ , qu'on présente sous la forme:

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \delta(x, \delta a_i) + \Gamma_{d,q} w \quad (\text{IV.1})$$

La commande par mode glissant avec action intégrale (commande nominale) synthétisée présente une certaine robustesse par rapport au couple de charge  $C_r$  et aux perturbations paramétriques  $\delta(x, \delta a_i)$ . Malgré cela, cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts (voir simulations du chapitre III).

Afin de remédier aux insuffisances de l'approche suscitée, nous proposons dans ce chapitre une technique FTC à modèle interne (implicite FTC) qui génère un terme additif  $u_{ad}$  qu'on rajoute à la commande nominale (SMC) afin de compenser l'effet des défauts influençant le système voir (Bonivento *et al.*, 2004), (Mekki *et al.*, 2014.b) et (Mekki *et al.*, 2016).

**Hypothèse:** Considérant  $u^{ad}$  une commande additive sous la forme:

$$u^{ad} = B^{-1}\Gamma\xi \quad (\text{IV.2})$$

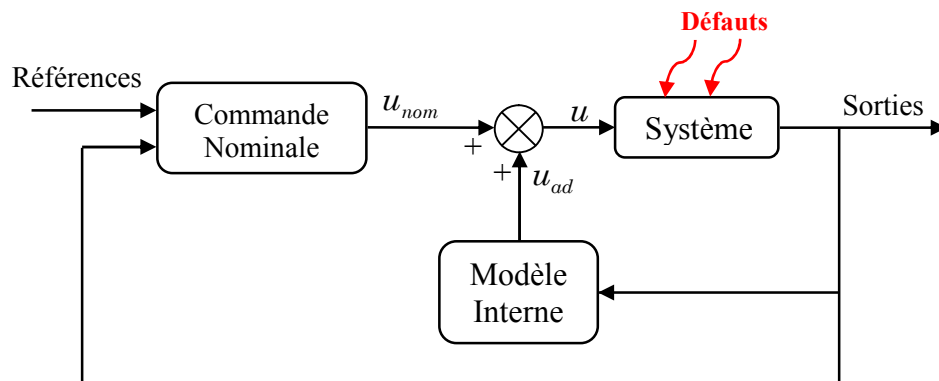
avec  $\dot{\xi} = \delta(\varpi)\xi + N(\tilde{x})$ ;  $N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \tilde{x}$  et  $\tilde{x}$  représente la dynamique de l'erreur exprimée par la différence instantanée entre les états du système  $i_d, i_q$  et leurs références  $i_d^{ref}, i_q^{ref}$ .

A partir de ce choix, la dérivée complète de la fonction de Lyapunov présentée par (III.21) sera négative ( $\dot{V} \leq 0$ ), cela implique qu'on peut reproduire les signaux représentant l'effet des défauts. Par conséquent, nous aurons la capacité de compenser leurs effets sur le système.

### IV.3 COMMANDE FTC A MODELE INTERNE (IMPLICITE FTC)

L'idée de base d'une commande implicite FTC est la conception d'un *modèle interne* capable de compenser l'effet de défaut sans avoir à l'estimer explicitement, et sans l'utilisation d'un bloc FDI. C'est-à-dire que la reconfiguration de la commande ne passe pas par une unité FDI explicite mais elle est assurée par la conception d'un régulateur dynamique *implicitement* tolérant à tous les défauts (Bonivento *et al.*, 2004), (Mekki *et al.*, 2014.a).

La figure (IV.1) présente le principe d'une commande implicite FTC. Nous supposons que les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé "*exosystème*". Une *commande aditif* est ajoutée à la *commande nominale* et sert à compenser l'effet du défaut (aspect FTC). Cette commande additive est issue du modèle interne dont le rôle est de reproduire le signal représentant l'effet du défaut (Mekki *et al.*, 2014.b).



**Figure IV.1** Structure de la commande implicite FTC.

Le couple de charge  $C_r$  et les perturbations paramétriques  $\delta(x, \delta a_i)$  sont compensés par la commande nominale.

Pour cela (IV.1) devient :

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + \Gamma_{d,q} w \quad (\text{IV.3})$$

La nouvelle loi de commande sera exprimée par:

$$u = u^{nom} + u^{ad} \quad (\text{IV.4})$$

Elle peut s'écrire aussi sous la forme :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d^{nom} \\ u_q^{nom} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_d^{ad} \\ u_q^{nom} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

Le terme additif  $u^{ad}$  résultant du modèle interne est ajoutée à la commande nominale  $u^{nom}$  issue du SMC. Il est introduit afin de compenser l'effet des défauts (Bonivento *et al.*, 2004), (Mekki *et al.*, 2014.b) et (Mekki *et al.*, 2016).

### IV.3.1. Application de la commande FTC à la MSAP

Considérons la dynamique de l'erreur exprimée par la différence instantanée entre les états du système  $i_d, i_q$  et  $\omega_r$  et leurs références  $i_d^{ref}, i_q^{ref}$  et  $\omega_r^{ref}$  :

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ e_\omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d - i_d^{ref} \\ i_q - i_q^{ref} \\ \omega_r - \omega_r^{ref} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

La dérivée par rapport au temps donne:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \\ \dot{e}_\omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 i_d + a_2 i_q \omega_r + b_1 u_d - \dot{i}_d^{ref} - \Gamma_d w \\ a_3 i_q + a_4 \omega_r + a_5 i_d \omega_r + b_2 u_q - \dot{i}_q^{ref} - \Gamma_q w \\ a_6 i_q + a_7 \omega_r + a_8 i_d i_q + d C_r - \dot{\omega}_r^{ref} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

La loi de commande nominale (SMC) synthétisée (voir chapitre III) est donnée par (Mekki *et al.*, 2014.a) et (Mekki *et al.*, 2016):

$$\begin{pmatrix} u_d^{nom} = \frac{1}{b_1} (\dot{i}_d^{ref} - a_1 i_d - a_2 i_q \omega_r - m_3 (i_d - i_d^{ref}) - k_d \text{sign}(S_3)) \\ u_q^{nom} = \frac{1}{b_2} (\dot{i}_q^{ref} - a_3 i_q - a_4 \omega_r - a_5 i_d \omega_r - m_2 (i_q - i_q^{ref}) - k_q \text{sign}(S_2)) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Après avoir remplacé (IV.4) et (IV.8) dans (IV.7) en obtient:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \\ \dot{e}_\omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -m_3 e_d - k_d \text{sign } S_3 + b_1 u_d^{ad} - \Gamma_d w \\ -m_2 e_d - k_q \text{sign } S_2 + b_2 u_q^{ad} - \Gamma_q w \\ -m_1 e_\omega - k_\omega \text{sign } S_1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

Par la suite en prend  $e_d = S_3, e_q = S_2$  et  $e_\omega = S_1$ . Dans la troisième équation, si  $e_\omega \rightarrow 0$ , alors  $\dot{e}_\omega \rightarrow 0$ ,

Notons que les deux premières équations ne dépendent pas de  $e_\omega$ .

Dans la suite, pour la détermination de  $u_d^{ad}$  et  $u_q^{ad}$  nous considérons les nouvelles variables  $\tilde{x}_1 = e_d$  et  $\tilde{x}_2 = e_q$  dont la dynamique résulte de la **preuve 1** (voir chapitre III) et de (IV.9):

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{pmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -m_3 \tilde{x}_1 - k_d \text{sign } \tilde{x}_1 + b_1 u_d^{ad} - \Gamma_d w \\ -m_2 \tilde{x}_2 - k_q \text{sign } \tilde{x}_2 + b_2 u_q^{ad} - \Gamma_q w \end{pmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

At  $\rightarrow 0$  on à  $\text{sign } \tilde{x} \rightarrow \tilde{x}$ . Si en prend  $m'_3 = m_3 + k_d$  et  $m'_2 = m_2 + k_q$  par la suite, nous pouvons écrire le système (IV.10) sous une forme matricielle:

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u_{ad} - \Gamma w \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{cases} H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x} ; & \tilde{A} = \begin{pmatrix} -m'_3 & 0 \\ 0 & -m'_2 \end{pmatrix} ; & \tilde{x} = \begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{pmatrix} \\ \dot{w} = \delta(\varpi) \cdot w ; & \tilde{B} = \begin{pmatrix} b_d & 0 \\ 0 & b_q \end{pmatrix} ; & \Gamma = \begin{pmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Pour la détermination du modèle interne, nous introduisons une approche récente implicite FTC qui ne repose pas sur la résolution du problème d'équation de Sylvester (voir Bonivento et al., 2004). Cette nouvelle stratégie est basée sur la théorie de Lyapunov (Mekki et al., 2014.a), (Mekki et al., 2016). Prenons la forme :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \delta(\varpi) \xi + N(\tilde{x}) \\ \dim(\xi) = \dim(w) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Comme présenté dans (Mekki, et al., 2014.a) et (Mekki, et al., 2016) la loi de commande additif  $u_{ad}$  est exprimée par:

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \Gamma \xi \quad (\text{IV.14})$$

Considérons les systèmes (IV.11) et le terme additif (IV.14). Dans ce cas nous avons:

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - w) \quad (\text{IV.15})$$

La nouvelle variable d'erreur considérée est  $\varepsilon = (\xi - w)$ . Sa dérivée par rapport au temps prend la forme suivante:

$$\dot{\varepsilon} = \dot{\xi} - \dot{w} = \delta(\varpi)\xi + N(\tilde{x}) + \delta(\varpi)w \quad (\text{IV.16})$$

Les équations décrivant la dynamique des erreurs en boucle fermée sont donc:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot \varepsilon \\ \dot{\varepsilon} = \delta(\varpi)\varepsilon + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Il est nécessaire de trouver l'expression de  $N(\tilde{x})$  qui annule l'erreur d'observation du défaut  $\varepsilon$  et permet en même temps de rejeter leur effet. Elle doit annuler également  $\tilde{x}$ .

Considérons la fonction de Lyapunov du système (IV.18):

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \cdot \tilde{x} + \frac{1}{2} \varepsilon^T \cdot \varepsilon \quad (\text{IV.18})$$

La dérivée de  $V$  par rapport au temps est:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{x}^T \cdot (\tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot \varepsilon) + \varepsilon^T \cdot (\delta(\varpi)\varepsilon + N(\tilde{x})) \\ &= \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot \varepsilon + \varepsilon^T \cdot \delta(\varpi) \cdot \varepsilon + \varepsilon^T \cdot N(\tilde{x}) \end{aligned} \quad (\text{IV.19})$$

Dans ce cas, le terme  $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x}$  vérifie  $\tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} < 0$  car  $\tilde{A}$  est définie négative. Ainsi, le terme  $\varepsilon^T \cdot \delta(\varpi) \cdot \varepsilon$  est nul car la matrice  $\delta(\varpi)$  est antisymétrique par construction. De plus, le terme  $\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot \varepsilon$  est un scalaire est égal donc à son transposé :

$$\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot \varepsilon = (\tilde{x}^T \cdot \Gamma \cdot \varepsilon)^T = \varepsilon^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} \quad (\text{IV.20})$$

alors  $\dot{V}$  devient :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \varepsilon^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} + \varepsilon^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.21})$$

Dans ce cas, le choix de  $N(\tilde{x})$  est donné par:

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \tilde{x} \quad (\text{IV.22})$$

Après avoir remplacé (IV.22) dans (IV.21). La dérivée de la fonction de Lyapunov devient:

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{IV.23})$$

Enfin, le système (IV.17) sera:



$$\begin{cases} \Gamma \cdot \varepsilon = 0 \\ \dot{\varepsilon} = \delta(\varpi)\varepsilon \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

L'objectif de la commande est atteint. En adoptant la procédure suggérée, nous aurons la possibilité de compenser l'effet des défauts sur le système ( $\tilde{x} \rightarrow 0$ ) et de reproduire ( $\varepsilon \rightarrow 0$ ) grâce au modèle interne (Mekki, et al., 2014.a), (Mekki, et al., 2016).

### IV.3.2. Application de la commande FTC à la MAS

Considérons le cas des MSAP, le modèle interne (cas de la MAS) sera élaboré d'une manière similaire. On cherche le terme inconnu  $u_{ad}$  en utilisant l'expression que nous avons retenu de (IV.4) et la commande nominale développée dans le chapitre III donnée par:

$$\begin{pmatrix} u_d^{nom} = \frac{1}{b}(-\alpha_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \alpha_2 \varphi_d - \alpha_3 e_\varphi - m_4 e_d + (di_{sd}^*/dt) - k_d \text{sign} S_3) \\ u_q^{nom} = \frac{1}{b}(\omega_s i_{sd} - \alpha_1 i_{sq} - \alpha_3 \varphi_d \Omega - \alpha_6 \varphi_d e_\Omega - m_3 e_q + (di_{sq}^*/dt) - k_q \text{sign} S_4) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

Nous ne considérons pas pour le moment, le couple de charge et les perturbations paramétriques car leur effet est compensé par la commande nominale. L'erreur instantanée entre les états du système  $i_d, i_q, \varphi_d$  et  $\Omega$  et leurs références  $i_d^{ref}, i_q^{ref}, \varphi_d^{ref}$  et  $\Omega^{ref}$  s'exprime par (Mekki et al., 2014.b):

$$\begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ e_\varphi \\ e_\omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d - i_d^{ref} \\ i_q - i_q^{ref} \\ \varphi_d - \varphi_d^{ref} \\ \Omega - \Omega^{ref} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

Sa dérivée par rapport au temps:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \\ \dot{e}_\varphi \\ \dot{e}_\omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 i_d + \omega_s i_q + \alpha_2 \varphi_d + b u_d - \dot{i}_d^{ref} - \Gamma_d w \\ -\omega_s i_d + \alpha_1 i_q + \alpha_3 \varphi_d \Omega + b u_q - \dot{i}_q^{ref} - \Gamma_q w \\ \alpha_4 \varphi_d + \alpha_5 i_d - \dot{\varphi}_d^{ref} \\ \alpha_6 i_q \varphi_r + \alpha_7 \Omega - \dot{\Omega}^{ref} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.27})$$

A partir de (IV.4), (IV.25) et (IV.27) et après développement on obtient (Mekki et al., 2014.b):

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \\ \dot{e}_\varphi \\ \dot{e}_\Omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -m_4 e_d - k_d \text{sign } S_3 + b u_d^{ad} - \Gamma_d w \\ -m_3 e_q - k_q \text{sign } S_4 + b u_q^{ad} - \Gamma_q w \\ \alpha_5 e_d - m_1 e_\varphi - k_\varphi \text{sign}(S_1) \\ \alpha_6 \varphi_d e_q - m_2 e_\Omega - k_\Omega \text{sign}(S_2) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

Notons que les deux premières équations ne dépendent pas de  $e_\varphi$  et  $e_\Omega$ . Dans la troisième et la quatrième équation si  $e_d \rightarrow 0$  alors  $e_\varphi \rightarrow 0$  et si  $e_d \rightarrow 0$  alors  $e_\Omega \rightarrow 0$  respectivement. Dans la suite, pour la détermination de  $u_d^{ad}$  et  $u_q^{ad}$ , nous considérons les nouvelles variables  $\tilde{x}_1 = e_d = S_3$  et  $\tilde{x}_2 = e_q = S_4$  à partir de la **preuve 2** (voir chapitre III), la dynamique de l'erreur (IV.28) devient :

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -m_4 e_d - k_d \text{sign } e_d + b u_d^{ad} - \Gamma_d w \\ -m_3 e_q - k_q \text{sign } e_q + b u_q^{ad} - \Gamma_q w \end{pmatrix} \quad (\text{IV.29})$$

At  $\rightarrow 0$  on a  $\text{sign } \tilde{x} \rightarrow \tilde{x}$ . Si on prend  $m'_3 = m_3 + k_q$  et  $m'_4 = m_4 + k_d$  par la suite, nous pouvons écrire le système (IV.10) sous une forme matricielle:

Le système (IV.29) peut s'écrire sous la forme matricielle:

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} \cdot u^{ad} - \Gamma \cdot w \quad (\text{IV.30})$$

$$\begin{cases} H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x} ; \tilde{A} = \begin{pmatrix} -m'_4 & 0 \\ 0 & -m'_3 \end{pmatrix} ; \dot{w} = \delta(\varpi) \cdot w \\ \tilde{x} = \begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{pmatrix} ; \tilde{B} = \begin{pmatrix} b_d & 0 \\ 0 & b_q \end{pmatrix} ; \Gamma = \begin{pmatrix} \Gamma_d \\ \Gamma_q \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

Dans ce cas, pour la détermination du modèle interne, nous introduisons une approche de commande implicitement tolérante aux défauts qui ne repose pas sur la résolution de l'équation de Sylvester (Lin *et al.*, 2007) proposée dans (Bonivento *et al.*, 2004) et (Benzineb *et al.*, 2010). Alors, le nouveau modèle interne prend la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \delta(\varpi)\xi + N(\tilde{x}) \\ \dim(\xi) = \dim(w) \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

Prenons en considération l'expression de la commande additive (cas de la MSAP):

$$u^{ad} = \tilde{B}^{-1} \Gamma \xi \quad (\text{IV.33})$$

Considérons (IV.30) et le terme additif donné par (IV.33) on peut écrire:

$$\dot{\tilde{x}} = H(\tilde{x}) + \Gamma \cdot (\xi - w) \quad (\text{IV.34})$$

On considère aussi la nouvelle variable d'erreur :

$$e = (\xi - w) \quad (\text{IV.35})$$

Sa dérivée par rapport au temps prend la forme:

$$\dot{e} = \dot{\xi} - \dot{w} = \delta(\varpi)\xi + N(\tilde{x}) + \delta(\varpi)w \quad (\text{IV.36})$$

Les équations décrivant la dynamique des erreurs en boucle fermée sont donc:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \cdot \tilde{x} + \Gamma \cdot e \\ \dot{e} = \delta(\varpi)e + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

On doit trouver l'expression de  $N(\tilde{x})$  qui annule l'erreur d'observation des défauts  $e$  et permet en même temps de rejeter leur effet, car elle annule aussi  $\tilde{x}$ .

Soit la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T \tilde{x} + \frac{1}{2} e^T e \quad (\text{IV.38})$$

En tenant compte de (IV.37) et après développement, la dérivée de la fonction de Lyapunov,  $\dot{V}$  devient :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} + e^T \cdot \Gamma^T \cdot \tilde{x} + e^T \cdot N(\tilde{x}) \quad (\text{IV.39})$$

Dans ce cas, le choix de  $N(\tilde{x})$  est donnée par :

$$N(\tilde{x}) = -\Gamma^T \tilde{x} \quad (\text{IV.40})$$

Enfin  $\dot{V}$  s'écrit :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \cdot \tilde{A} \cdot \tilde{x} \leq 0 \quad (\text{IV.41})$$

Le système (IV.37) devient alors :

$$\begin{cases} \Gamma \cdot e = 0 \\ \dot{e} = \delta(\varpi)e \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

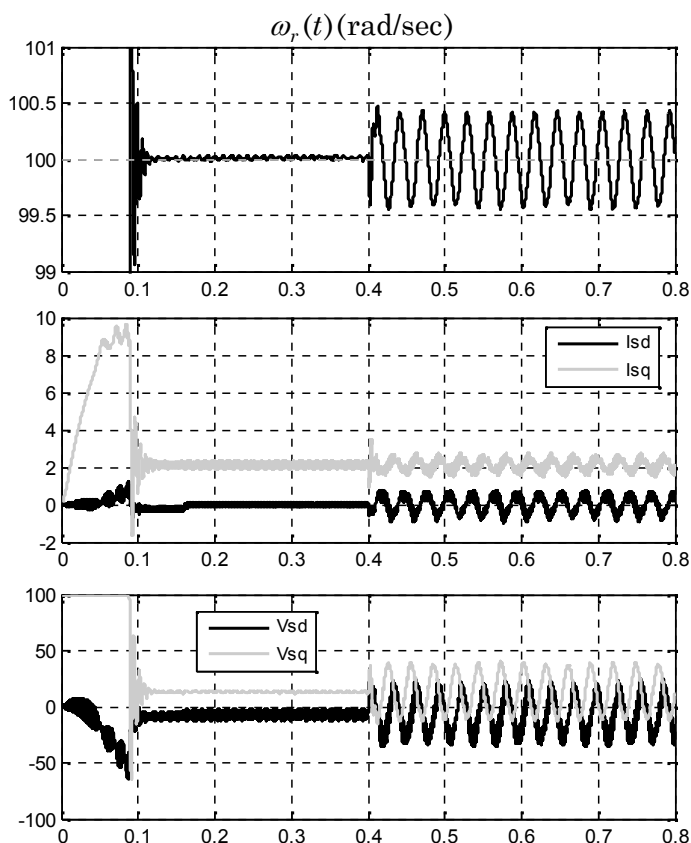
L'objectif de la commande est atteint. En adoptant la procédure suggérée, on peut compenser l'effet des défauts sur le système ( $\tilde{x} \rightarrow 0$ ) et de reproduire ( $e \rightarrow 0$ ) grâce au modèle interne (Mekki *et al.*, 2014.b).

## IV.4 RESULTATS DE SIMULATION

Afin de tester l'efficacité de la méthode (implicite FTC) proposée pour les deux systèmes (MSAP et MAS), des simulations numériques ont été effectuées.

#### IV.4.1 Simulations numériques (cas MSAP)

Le premier test sert à évaluer l'efficacité de la commande SMC en terme de poursuite de vitesse et de courant fixés à  $\omega_r^{ref} = 100 \text{ rad/sec}$  et  $i_d^{ref} = 0 \text{ (A)}$  en charge  $T_l = 0.05 \text{ N.m}$  avec un défaut qui apparaît au niveau du stator à l'instant  $t = 0,4 \text{ s}$ . Comme le montre la figure IV.2, la commande nominale (SMC) présente une robustesse par rapport au couple de charge, mais s'avère insuffisante lorsque un défaut apparaît (voir chapitre III).



**Figure IV.2** Test de poursuite de référence en présence de défaut

Comme le montre la figure IV.3 nous simulons le système global en boucle fermée avec l'approche proposée (SMC associée avec le modèle interne). La commande que nous avons synthétisée (FTC implicite) rejette l'effet du couple de charge, des perturbations paramétriques et aussi l'effet des défauts. Ceci est vérifié par les simulations effectuées lorsque le modèle interne existe.

Le dernier test (figure IV.4) sert à évaluer l'efficacité du modèle interne et par la suite la commande implicite FTC lorsque la sévérité de défauts change à l'instant  $t = 0,6 \text{ s}$  avec une augmentation de +50% .

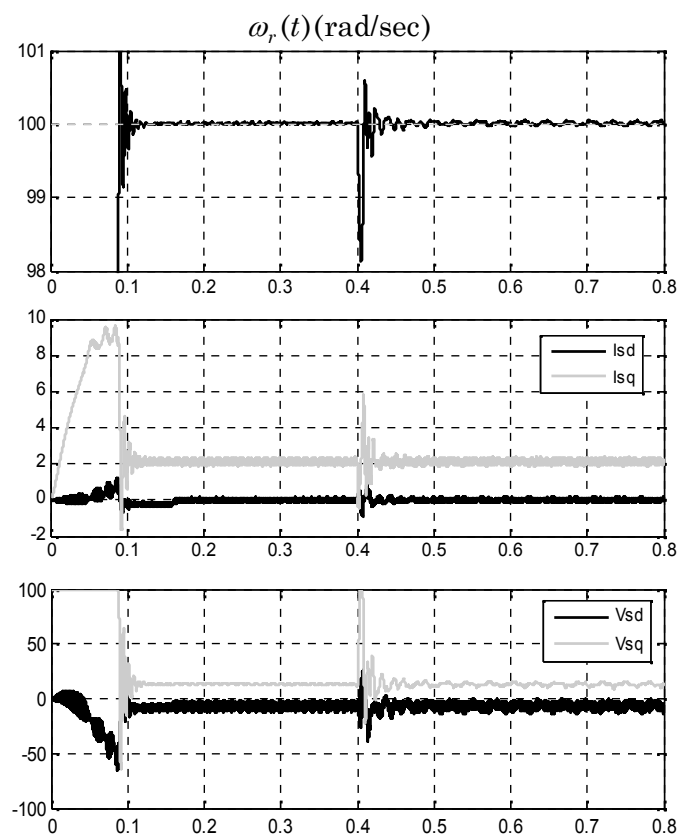


Figure IV.3 Test de robustesse de la MSAP commandée via la stratégie implicite FTC

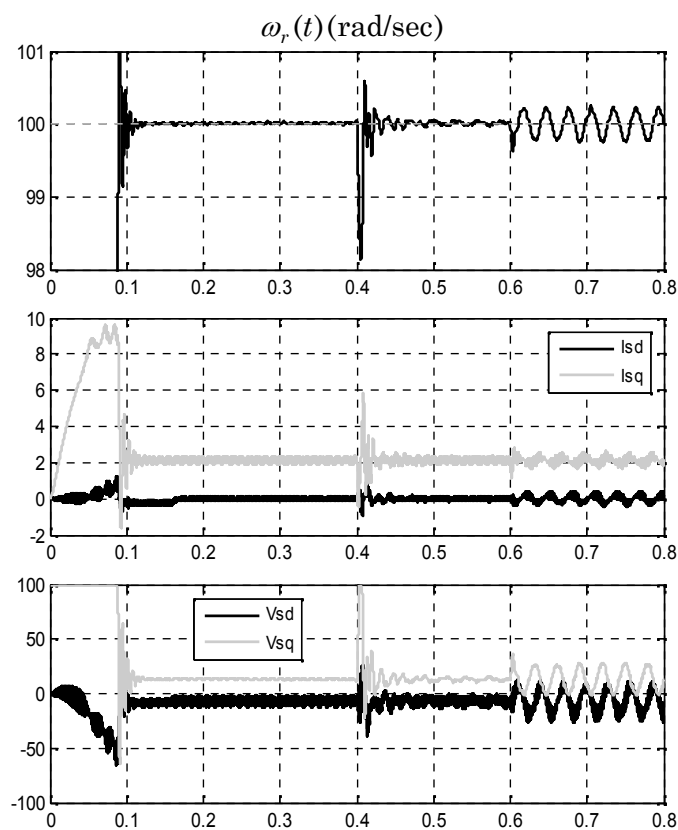


Figure IV.4 MSAP commandée via l'implicite FTC avec +50% de sévérité de défaut

### IV.4.2 Simulations numériques (cas MAS)

Dans les simulations, les références de vitesse et de flux sont fixées à  $\Omega = 100 \text{ rad/sec}$  et  $\varphi_d = 0.9 \text{ Wb}$  et un couple de charge nominal  $T_l = 5 \text{ N.m}$  est appliqué.

#### a) MAS sous l'effet d'un défaut

La figure IV.5 illustre les performances en boucle fermée des modèles élaborés pour le moteur asynchrone associé avec un onduleur à MLI, la commande par mode glissant (SMC) et l'observateur à grand gain (HGO).

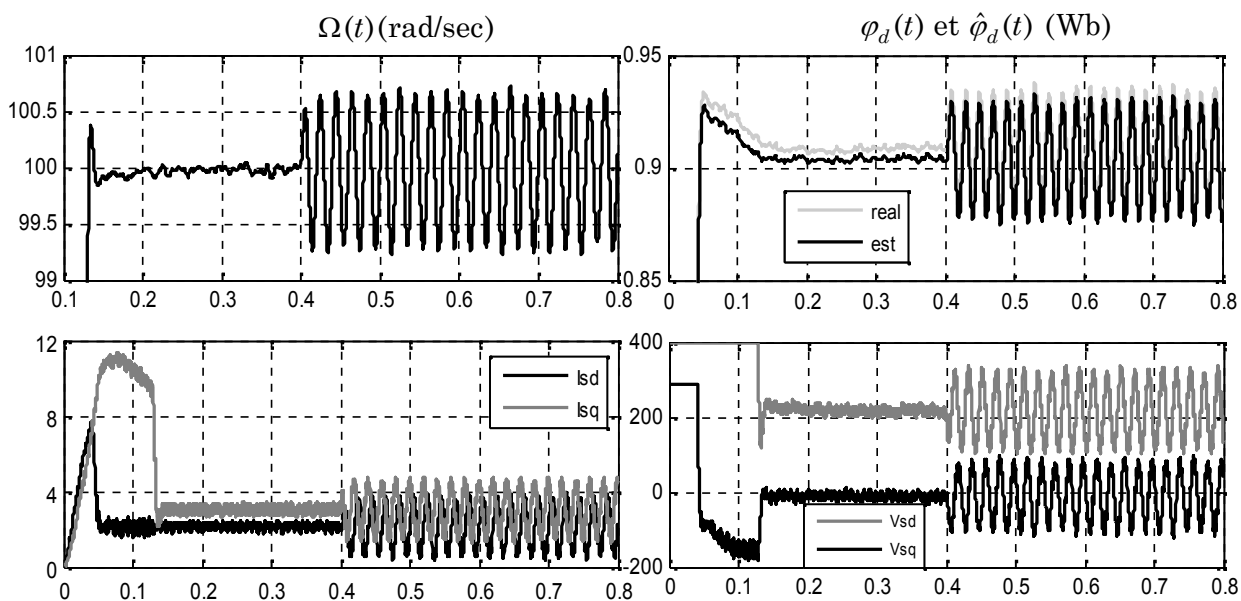


Figure IV.5 Test de poursuite de référence en présence d'un seul défaut

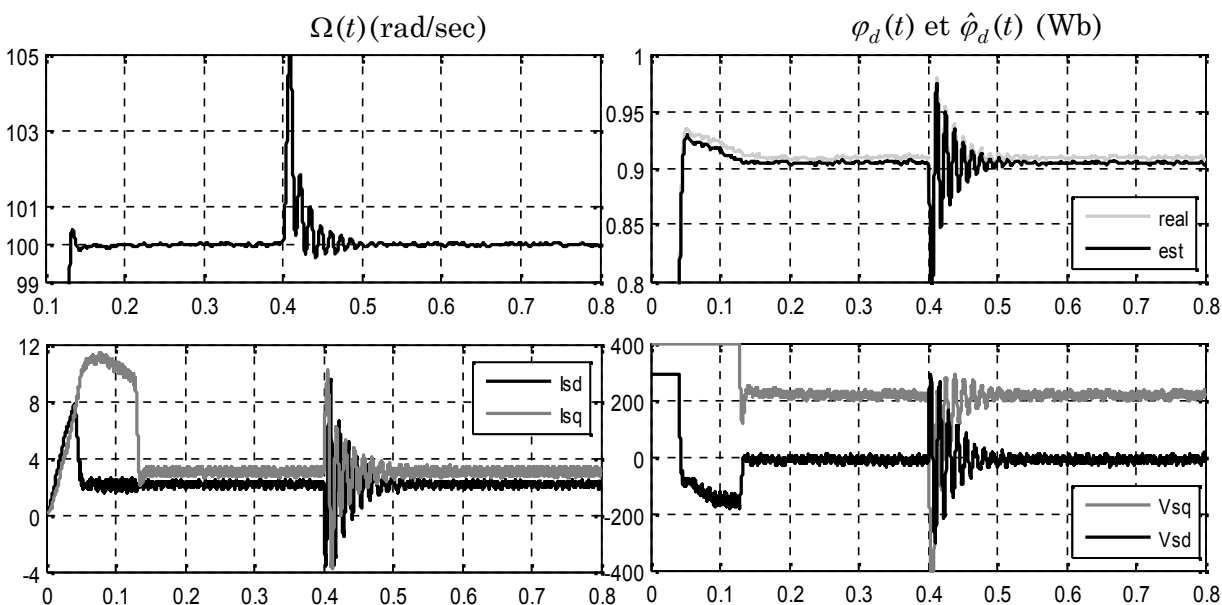


Figure IV.6 Test de robustesse de la MAS commandée via la stratégie implicite FTC

Dans ce cas, à l'instant  $t = 0,4s$  un seul défaut est introduit au niveau du stator. A partir des résultats de simulation, on peut constater que la commande par mode glissant présente une robustesse par rapport au couple de charge, mais s'avère insuffisante en cas de défaut statorique. Tandis que l'observateur HGO présente une très bonne estimation du flux.

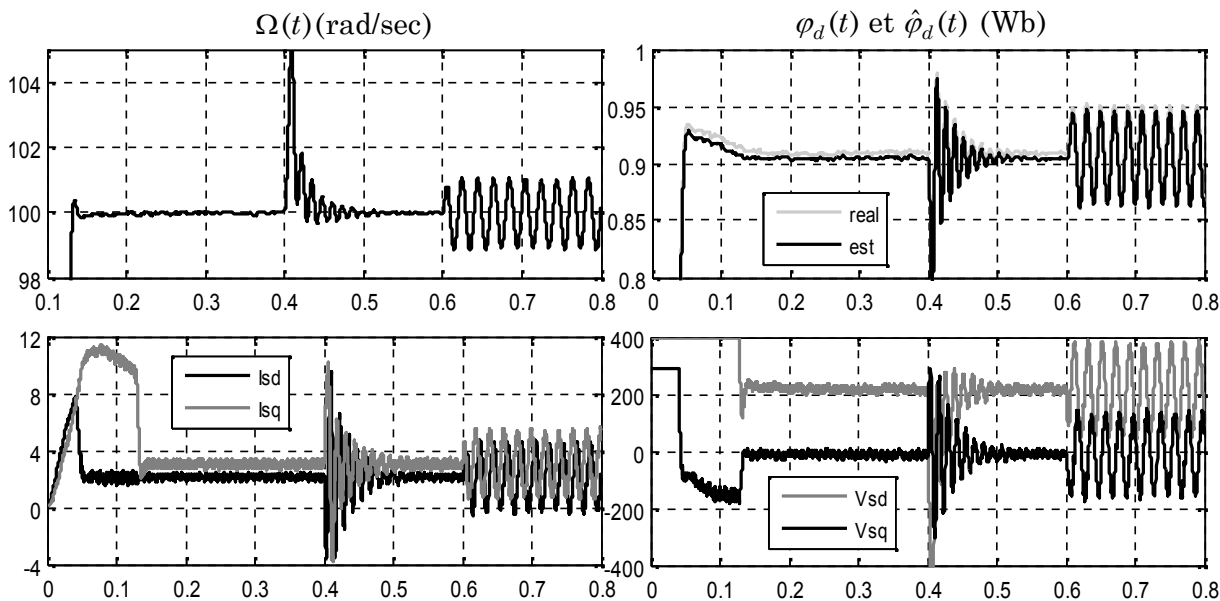


Figure IV.7 MAS commandée via l'implicite FTC avec +50% de sévérité de défaut

D'après la figure IV.6, on peut remarquer que la commande (implicite FTC) synthétisée rejette l'effet du couple de charge et aussi l'effet des défauts statoriques. Tandis que l'observateur à grand gain présente une très bonne estimation du flux dans le cas sain et en présence de défauts. Ceci est vérifié par les simulations effectuées lorsque le modèle interne existe. Le dernier test (figure IV.7) sert à évaluer l'efficacité du modèle interne lorsque la sévérité du défaut augmente (+50%) à l'instant  $t = 0,6s$ .

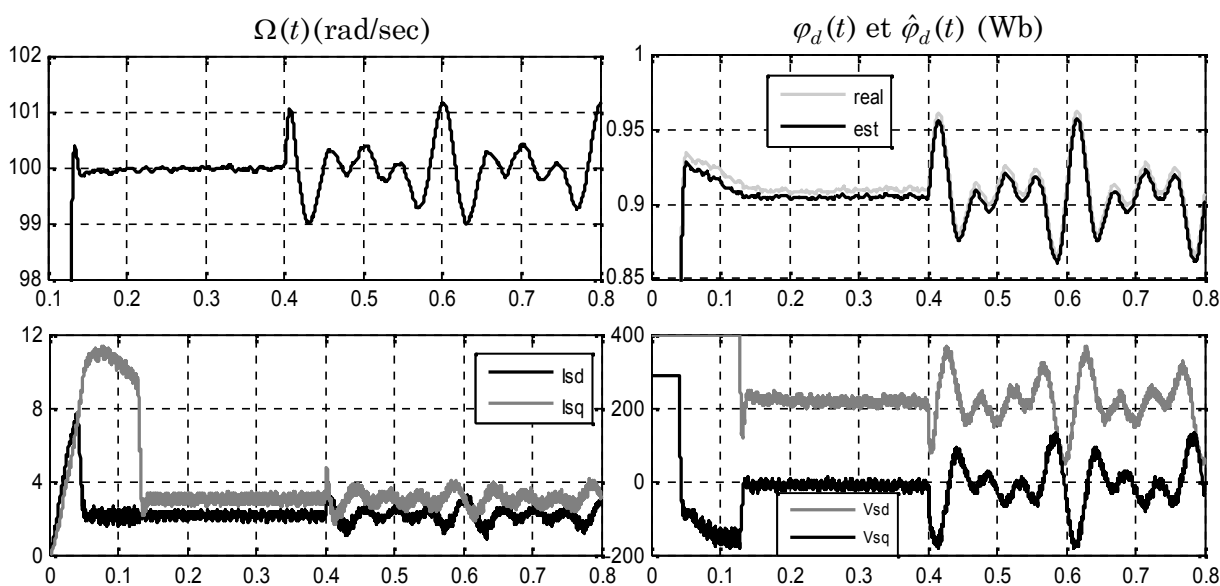
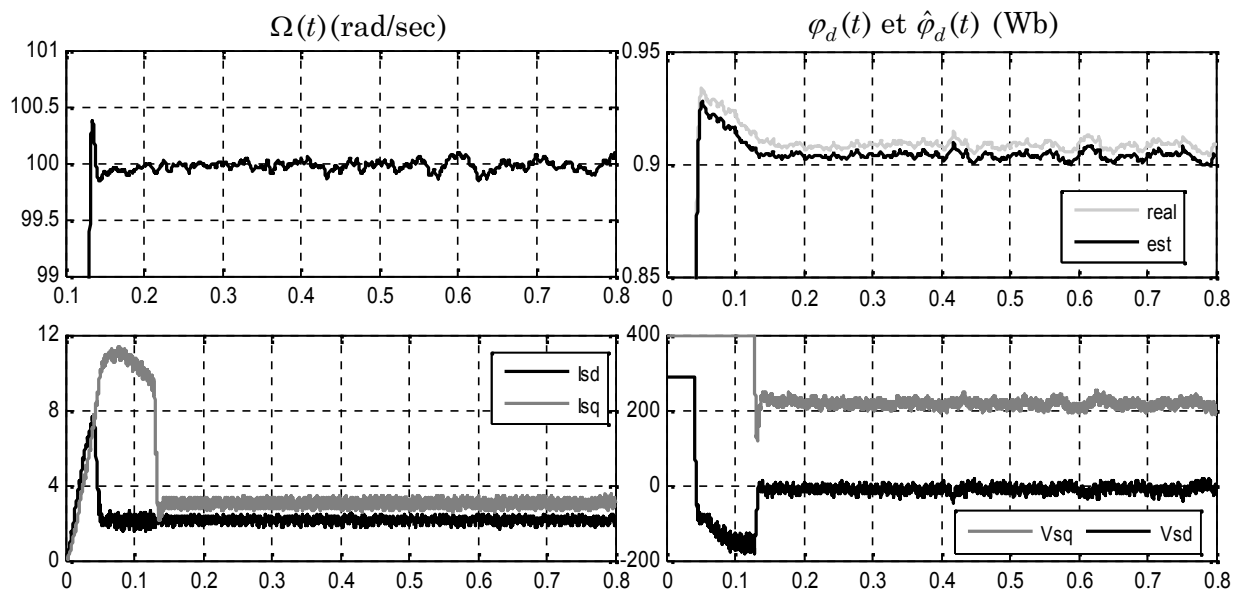


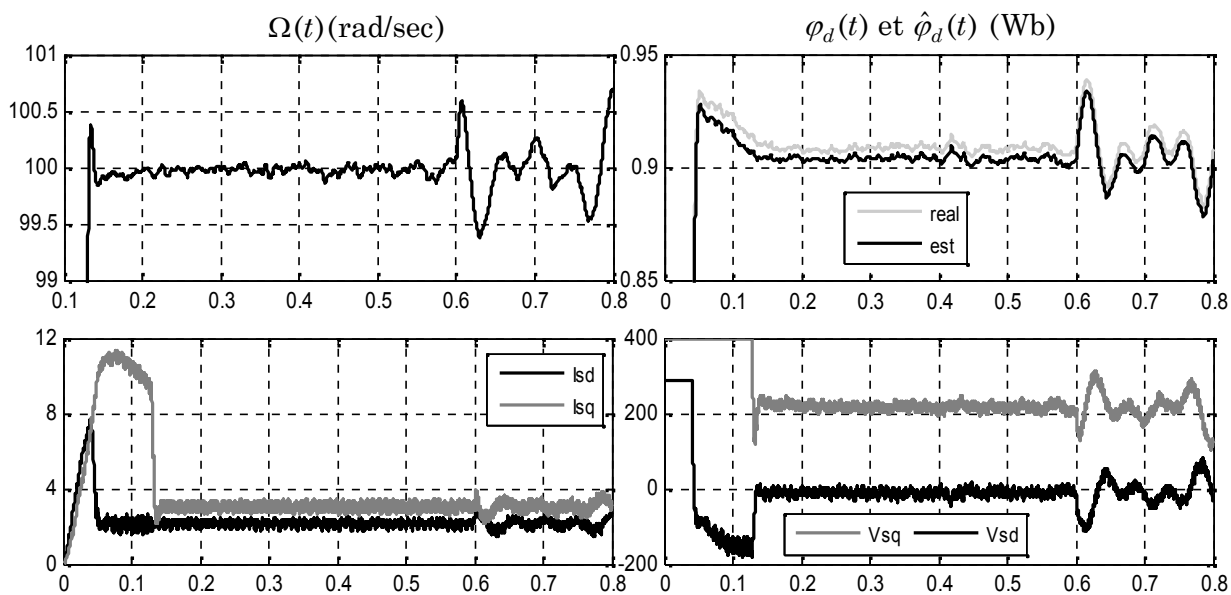
Figure IV.8 Test de poursuite de référence en présence de deux défauts

**b) MAS sous l'effet de deux défauts**

Le deuxième test (cas de la MAS) sert à évaluer l'efficacité de la commande élaborée en présence de deux défauts statorique et rotorique qui s'introduit à l'instant  $t = 0,4s$ . En effet, trois test sont envisagés à savoir : sans modèle interne (figure IV.8), lorsque le modèle interne existe (figure IV.9) et le dernier test (figure IV.10) sert à évaluer l'efficacité du modèle interne lorsque la sévérité des défauts augmente (+ 50%) à l'instant  $t = 0,6s$ .



**Figure IV.9** Test de robustesse de la MAS commandée via la stratégie implicite FTC en présence de deux défauts



**Figure IV.10** Test de robustesse de la MAS commandée via la stratégie implicite FTC avec +50% de sévérité des défauts



La figure IV.9 montre l'importance de la commande synthétisée en terme de rejet du couple de charge  $T_l$ , des perturbations paramétriques (SMC) et aussi l'effet des défauts statoriques et rotoriques (modèle interne). De plus, elle montre l'efficacité de l'observateur à grand gain qui présente une très bonne estimation du flux dans le cas sain et en présence de défauts.

**Remarque 1:** Malgré les avantages de la FTC implicite, il reste à dire que lorsque les caractéristiques des défauts ne sont pas connues a priori (figure IV.4), (figure IV.7) et (figure IV.10), la convergence du modèle interne ne sera pas assurée et donc la compensation de l'effet des défauts devient complexe.

**Remarque 2:** Il est à noter que la commande implicite FTC basée sur un modèle complexe interne présentée dans ce chapitre (Bonivento *et al.*, 2004), (Mekki *et al.*, 2013) , (Mekki *et al.*, 2016) nécessite de connaître ou d'estimer le vecteur des fréquences caractérisant les défauts.

## IV.5 CONCLUSION

Ce chapitre portait sur l'élaboration d'une nouvelle stratégie de commande (FTC) implicite basée sur les modes glissants dédiées aux systèmes d'entraînements électriques la MSAP et la MAS. Le contrôleur SMC présente une remarquable dynamique en termes de poursuite de références sous l'effet des perturbations de couple de charge. Cependant, l'apparition des défauts statoriques et/ou rotoriques provoque une dégradation des performances du moteur. Ainsi, le présent chapitre exploite une combinaison simple reposant sur la stratégie de commande SMC proposée et sur l'approche du modèle interne afin de compenser l'effet des défauts. La stabilité du modèle interne a été prouvée en utilisant l'analyse de la stabilité au sens de Lyapunov. Les résultats obtenus sont assez acceptables et très encourageants lorsque les caractéristiques des défauts sont connues a priori. Lorsque ces derniers ne sont pas connus a priori, une troisième stratégie de commande active FTC basée sur l'observateur SMO capable de compenser l'effet des défauts fera l'objet du chapitre suivant.

# Chapitre V

## Détection, Reconstruction des Défauts et Commande Active FTC

### V.1 INTRODUCTION

Afin de préserver la fiabilité, la sécurité et la sûreté de fonctionnement des installations complexes et suite aux développements des calculateurs numériques et l'apparition des systèmes FTC, la conception et l'analyse des algorithmes de diagnostic et de détection de défaut (FD) basés sur des observateurs ont attiré l'attention de beaucoup de chercheurs au cours des dernières décennies (Djeghali *et al.*, 2013), (Edwards *et al.*, 2013), (Han *et al.*, 2014), (Alwi *et Edwards* 2014), (Kommuri *et al.*, 2015), (Mekki *et al.*, 2015), (Zhang *et al.*, 2016), (Chun *et al.*, 2016).

En considérant les approches récemment proposées dans la littérature traitant le diagnostic, la détection, la reconstruction des défauts ainsi que la commande FTC et en vu de contribuer à l'amélioration de la robustesse des systèmes d'entraînement électriques, la contribution de ce chapitre est mises en évidence comme suit:

- La commande implicite FTC (voir chapitre IV) basée sur un modèle complexe interne présentée dans (Bonivento *et al.*, 2004), (Mekki *et al.*, 2013) et (Mekki *et al.*, 2016) nécessitent de connaître ou d'estimer le vecteur des fréquences caractérisant les défauts. Cette méthode de conception devient très difficile dans le cas d'un vecteur de grandes fréquences. Dans ce chapitre, la commande AFTC proposée ne nécessitera qu'un simple SMO dédié à la détection et la reconstruction des défauts.
- Le schéma FTC proposé dans ce chapitre, basé sur la commande SMC avec une surface de commutation à action intégrale, présente certains avantages (Mekki *et al.*, 2015) par rapport à ceux, basés sur des commandes traditionnelles backstepping et SMC (Djeghali *et al.*, 2013) et (Fekih., 2008).
- Dans (Fekih., 2008) and (Gouichiche *et al.*, 2013), les auteurs proposent une méthode AFTC à base de projection (voir Figure I.9) comportant une structure complexe nécessitant un bloc de commutation pour basculer entre deux stratégies de commandes. Dans notre travail, nous proposons une structure FTC très simple utilisant une seule stratégie de commande et sans avoir recours à un bloc de commutation.
- Dans (Wang *et al.*, 2012) et (Bustan *et al.*, 2014), les auteurs proposent une commande FTC à base de SMC pour le modèle longitudinal d'un avion Boeing

747-100/200 pour traiter les incertitudes de modélisation et les défauts de l'actionneur ainsi que pour les systèmes spatiaux en présence de défaillance d'actionneur inconnue respectivement. Des développements récents sur la détection et la reconstruction des défauts basés sur la SMO pour les systèmes complexes peuvent être trouvés dans (Mekki *et al.*, 2015), (Kommuri *et al.*, 2015) (Edwards *et al.*, 2013), (Han *et al.*, 2014) (Alwi *et Edwards* 2014) et (Zhang *et al.*, 2016). Il est important de souligner que les systèmes adoptés étaient axés sur les systèmes aéronautiques (Edwards *et al.*, 2013), le pendule inversé (Han *et al.*, 2014) et les systèmes d'entraînements électriques (Mekki *et al.*, 2015) (Kommuri *et al.*, 2015) (Alwi *et Edwards* 2014) (Zhang *et al.*, 2016). Dans ce chapitre, un nouveau SMO est proposé pour détecter, estimer et diagnostiquer les défauts des MSAP et des MAS.

- Dans (Djeghali *et al.*, 2013), une commande PFTC sans capteur basée sur la commande par backstepping et sur un observateur SMO est proposée pour faire face aux variations de la résistance rotorique (+100% Rr) et au couple de charge.

Dans ce chapitre, nous proposons une commande SMC avec une surface de glissement avec action intégrale et un observateur en mode glissant afin d'obtenir une convergence de vitesse et de flux dans un temps finie. L'observateur SMO est conçu pour reconstruire les défauts. Cet observateur présente un avantage majeur dans le domaine de la détection des défauts, du diagnostic et de la FTC. Par ailleurs, l'approche proposée fournit non seulement une commande AFTC en ligne dans le cas où une ou deux barres rotoriques sont endommagées (cas de la MAS) et dans le cas d'excentricité rotorique (cas de la MSAP), mais peut étendre la tolérance à une large classe de pannes du système.

Le chapitre est organisé comme suit:

La partie suivante présente le problème étudié et donne quelques préliminaires. La conception d'un nouveau observateur par mode glissant (modified SMO) dédié à la détection et à la reconstruction des défauts des MSAP et MAS est ensuite introduite dans la section 4. Le schéma FTC global proposé est analysé en détail, suivi d'une loi de commande supplémentaire (unités de compensation) à base d'un SMO qui sera conçue pour compenser l'effet additif de défauts. Afin de prouver l'efficacité de l'approche proposée en conditions saines et en condition déficiente, certains résultats de simulation seront présentés et discutés dans la section 5. A la fin du chapitre, quelques remarques seront données ainsi qu'une conclusion.

## V.2 PRELIMINAIRES ET FORMULATION DU PROBLEME

Afin d'illustrer le concept de l'approche AFTC d'une manière simple et efficace; considérons le système non linéaire soumis à des perturbations externes et/ou incertitude structurée ainsi qu'aux défauts, (Fekih., 2008) et (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t) + \Gamma w(t) + Dd(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

où  $x(t) \in \mathfrak{R}^n$  représente le vecteur d'état;  $f(x(t))$  est une fonction lisse connue représentant les caractéristiques non-linéaires du système;  $u(t) \in \mathfrak{R}^m$  est le vecteur d'entrée,  $y(t) \in \mathfrak{R}^p$  est le vecteur de sortie,  $w(t)$  représente une entrée exogène qui est considérée nulle ( $w(t) = 0$ ) dans le cas où le système fonctionne en mode sain et non nulle mais bornée ( $w(t) \neq 0$ ) en présence de défauts.  $\Gamma \in \mathfrak{R}^{n \times r}$  est la matrice de distribution regroupant les défauts d'actionneur.  $d(t) \in \mathfrak{R}^l$  désigne une entrée inconnue incluant une perturbation externe ou une incertitude structurée. Les matrices  $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ ,  $D \in \mathfrak{R}^{n \times l}$  et  $C \in \mathfrak{R}^{p \times n}$  ( $p < n$ ) sont connues avec  $B, D$  étant de rang plein en colonnes (*full columns rank*) et  $C$  de rang plein en lignes (*full row rank*).

La loi de commande recherchée doit pouvoir assurer la poursuite des sorties aux signaux de références supposés lisses. La commande  $u^{nom} = \alpha(x, y, y^{ref})$  où  $u^{nom}(t)$  est la loi robuste SMC conçue en condition saine ( $w(t) = 0$ ) telle que pour tous les états initiaux  $x(0) \in \mathfrak{R}^n$  et pour toute perturbation externe éventuelle ou incertitudes structurée  $d(t)$ , les sorties de la boucle fermée sont bornées et  $\lim_{t \rightarrow \infty} |y_i(t) - y_i^{ref}(t)| = 0$ .

La commande nominale  $u^{nom}(t)$  ne peut pas prendre en compte les défauts d'actionneur considérés dans cette thèse. Afin d'améliorer les performances, nous faisons appel à une approche récente basée sur l'observateur par mode glissant (SMO) conçue pour détecter et reconstruire le signal des défauts  $\Gamma w(t)$  (par exemple asymétries du rotor ou asymétries du stator dans le cas des systèmes d'entraînement électriques), alors le terme  $\hat{\Gamma} w(t)$  devrait être atténué autant que possible c-à-d  $\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{\Gamma} w(t) - \Gamma w(t)| = 0$ . A ce propos, une loi de commande additive  $u^{faulty}(t)$  sera générée une fois que le signal de défauts est estimé selon le critère (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{cases} u^{faulty}(t) = 0 \text{ if } \hat{\Gamma} w(t) = 0 \\ u^{faulty}(t) \neq 0 \text{ if } \hat{\Gamma} w(t) \neq 0 \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

La loi de commande globale  $u^{total}(t)$  prendra la forme suivante:

$$u^{total}(t) = u^{nom}(t) + u^{faulty}(t) \quad (\text{V.3})$$

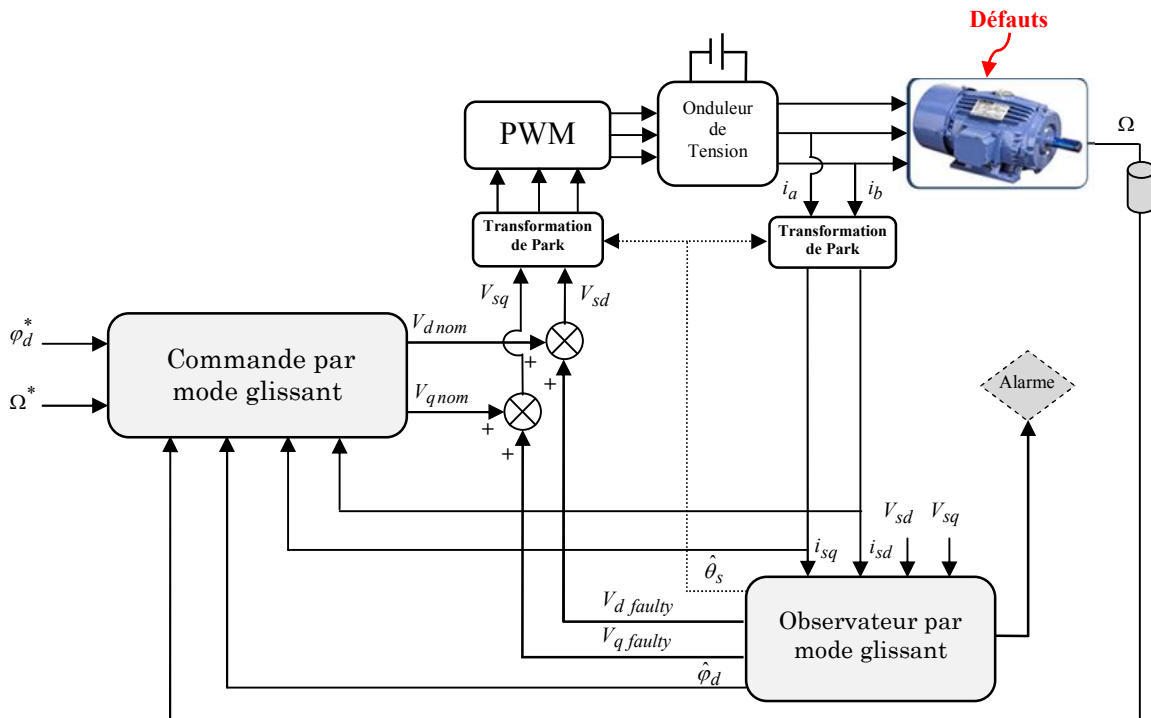
Une fois le signal de défauts détecté et reconstruit par le SMO, une loi de commande additive  $u^{faulty}(t)$  sera générée. Dans ce cas, afin de protéger le

système contre les dommages, un indicateur d'alarme est ajouté lors de la conception. Le signal d'alarme indique que l'entretien est nécessaire.

Les lois de commande additives  $u^{faulty}(t)$  conçues pour compenser l'effet du défaut additif dans le système (V.1) sont données par:

$$u^{faulty}(t) = B^{-1} \hat{\Gamma} w(t) \quad (V.4)$$

Les approches AFTC classiques permettent de traiter des défauts imprévus mais nécessitent une technique de détection et d'isolation de défauts (FDD) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande (voir la figure I.8). Elles se composent de trois principaux composants indispensables: un bloc de détection de défauts (FDD), un mécanisme de reconfiguration et un régulateur reconfigurable ((Patton., 1997), (Rodrigues., 2005), (Jiang et Xiang., 2012), (Tabbache *et al.*, 2013), (Qian *et al.*, 2016)). Dans notre cas (Mekki *et al.*, 2015), seulement deux composants seront proposées, SMC et SMO afin de construire une nouvelle structure (AFTC) comme présenté dans la figure ci-dessous cas MAS):



**Figure V.1** Schéma de structure de la stratégie AFTC proposée (Mekki *et al.*, 2015).

L'approche proposée est appliquée aux moteurs les plus répandus dans l'industrie d'aujourd'hui (i.e. MAS), qui représentent plus de 85% de tous les moteurs industriels. Ceci est dû à leur simplicité de fabrication, de fiabilité et de robustesse (Konstantinos *et al.*, 2013) ainsi qu'aux MSAP avec plusieurs défauts possibles.

### V.3 DETECTION ET RECONSTRUCTION DES DEFAUTS

Grâce à leur robustesse vis-à-vis des incertitudes et perturbations paramétriques, les observateurs par mode glissant (SMO) ont été mis en œuvre pour diverses applications (Shtessel *et al.*, 2014), (Kommuri *et al.*, 2015) et (Veluvolu *et al.*, 2011). Ces observateurs peuvent être utilisés pour la détection, la reconstruction et le diagnostic de défauts dans les systèmes linéaires et non linéaires incertains soumis à des défaillances d'actionneurs, de système et/ou de capteur; (Edwards *et al.*, 2013), (Han *et al.*, 2014), (Alwi *et al.*, 2014), (Zhang *et al.*, 2016). En outre, certaines variables d'état des systèmes réels sont indisponibles, alors que quelques-unes le sont en tant que mesures. Une commande FTC basée sur un observateur de type SMO peut être utilisée dans cette situation (Qian *et al.*, 2016).

#### V.3.1. Conception d'un Observateur par Mode Glissant (SMO) amélioré (cas MSAP)

Dans (Mekki *et al.*, 2015), un schéma de détection et la reconstruction des défauts basés sur l'idée des modes glissants a été développé pour les moteurs à induction. Dans cette étude, un SMO amélioré est introduit non seulement pour développer une stratégie de commande sans capteur, mais aussi pour construire une unité d'estimation de défaut ( $\hat{\Gamma}_d w$  et  $\hat{\Gamma}_q w$ ) et par la suite annuler la dynamique des défauts.

Dans ce contexte et à partir du modèle (II.29), il est possible d'introduire le nouveau SMO de la forme:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_d &= a_1 \hat{i}_d + a_2 \hat{i}_q \hat{\omega}_r + b_1 u_d - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d \\ \dot{\hat{i}}_q &= a_3 \hat{i}_q + a_4 \hat{\omega}_r + a_5 \hat{i}_d \hat{\omega}_r + b_2 u_q - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= a_6 \hat{i}_q + a_7 \hat{\omega}_r + d T_l\end{aligned}\quad (\text{V.5})$$

où  $\hat{i}_d, \hat{i}_q$  désignent les courants estimés;  $\mathcal{G}_d, \mathcal{G}_q$  sont des paramètres positifs;  $\varepsilon_d = \hat{i}_d - i_d$ ,  $\varepsilon_q = \hat{i}_q - i_q$  sont les surfaces de glissement de l'observateur;  $\hat{\omega}_r$  représente la vitesse rotorique estimée.

Soit  $\varepsilon_d, \varepsilon_q$  et  $\varepsilon_\omega$  ( $\varepsilon_\omega = \hat{\omega}_r - \omega_r$ ) les erreurs sur les courants et la vitesse. La dynamique des erreurs prend la forme:

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_d &= a_1 \varepsilon_d + a_2 \hat{i}_q \varepsilon_\omega - \Gamma_d w - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d \\ \dot{\varepsilon}_q &= a_3 \varepsilon_q + a_4 \varepsilon_\omega + a_5 \hat{i}_d \varepsilon_\omega - \Gamma_q w - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q \\ \dot{\varepsilon}_\omega &= a_7 \varepsilon_\omega\end{aligned}\quad (\text{V.6})$$

#### Preuve de stabilité 1.

Considérons la fonction de Lyapunov associée à l'observateur (SMO):

$$V = \frac{1}{2} \varepsilon_d^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_q^2 \quad (\text{V.7})$$

La dérivée de (V.7) par rapport au temps sera:

$$\dot{V} = \varepsilon_d (a_1 \varepsilon_d + a_2 i_q \varepsilon_\omega - \Gamma_d w - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d) + \varepsilon_q (a_3 \varepsilon_q + a_4 \varepsilon_\omega + a_5 i_d \varepsilon_\omega - \Gamma_q w - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q) \quad (\text{V.8})$$

On considère  $\mathcal{G}_d$  et  $\mathcal{G}_q$  des gains positifs bien choisis tel que:  $\mathcal{G}_d > |a_1 \varepsilon_d + a_2 i_q \varepsilon_\omega - \Gamma_d w|_{\max}$ ,  $\mathcal{G}_q > |a_3 \varepsilon_q + a_4 \varepsilon_\omega + a_5 i_d \varepsilon_\omega - \Gamma_q w|_{\max}$ .

On peut remarquer clairement que la surface de glissement peut être atteinte en temps fini et maintenue par la suite, c'est-à-dire  $\dot{\varepsilon}_d = 0$ ,  $\dot{\varepsilon}_q = 0$ .

Les équations (V.6) deviennent:

$$\begin{aligned} a_2 i_q \varepsilon_\omega - \Gamma_d w - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d &= 0 \\ a_4 \varepsilon_\omega + a_5 i_d \varepsilon_\omega - \Gamma_q w - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q &= 0 \\ \dot{\varepsilon}_\omega &= a_7 \varepsilon_\omega \end{aligned} \quad (\text{V.9})$$

De fait que  $a_7$  est négative ( $a_7 < 0$ ), il est clairement montré que  $\varepsilon_\omega$  tend vers zéro  $\varepsilon_\omega \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$  c'est-à-dire que les défauts peuvent être estimés. Ainsi, à partir de (V.9), on peut obtenir l'expression de l'estimation des défauts.

$$\begin{aligned} \hat{\Gamma}_d w &= -\mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d \\ \hat{\Gamma}_q w &= -\mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q \end{aligned} \quad (\text{V.10})$$

### V.3.2. Conception d'un Observateur par Mode Glissant (SMO) amélioré (cas MAS)

Les observateurs par mode glissant (SMO) peuvent être utilisés pour l'estimation de défauts dans des systèmes linéaires et non linéaires incertains soumis à des défauts additifs (actionneur, système et/ou capteur). Ils permettent de reconstituer explicitement les défauts en analysant la dynamique de l'erreur d'estimation lorsque le mode glissant se produit (Mekki *et al.*, 2015). Dans (Edwards *et al.*, 2013), (Alwi *et Edwards.*, 2014), (Yan *et Edwards.*, 2008) et (Alwi *et Edwards.*, 2012) les observateurs par mode glissant sont utilisés pour reconstruire et détecter les défauts. Dans (Aurora *et Ferrara.*, 2007) et (Ghanes *et Zheng.*, 2009) on a proposé des stratégies de commande sans capteur des MAS basées sur des observateurs par mode glissant.

Dans ce chapitre et afin d'estimer les effets des défauts  $\Gamma_d w$ ,  $\Gamma_q w$  (unité de détection et de reconstruction de défaut) et le flux (stratégie de commande sans capteur) un observateur par mode glissant sera introduit comme dans (Yan *et Edwards.*, 2008), (Ghanes *et Zheng.*, 2009), (Edwards *et al.*, 2013), (Alwi *et Edwards.*, 2014). A partir du modèle défectueux de la MAS (II.27), le SMO sera

introduit où les courants  $i_d$  et  $i_q$  et la vitesse sont supposés être mesurés comme suit (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} &= a_1\hat{i}_{sd} + \hat{\omega}_s i_{sq} + a_2\hat{\phi}_d + b_1 u_d - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d \\
\frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} &= -\hat{\omega}_s i_{sd} + a_1\hat{i}_{sq} + a_5\hat{\phi}_d \Omega + b_2 u_q - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q \\
\frac{d\hat{\phi}_d}{dt} &= a_8\hat{\phi}_d + a_{10} i_{sd} \\
\omega_s &= n_p \Omega + a_7 (i_{sq} / \hat{\phi}_d)
\end{aligned} \tag{V.11}$$

où:  $\hat{i}_{sd}$  et  $\hat{i}_{sq}$  sont les courants statoriques estimés,  $\hat{\phi}_d$  est le flux estimé,  $\mathcal{G}_d > 0$  et  $\mathcal{G}_q > 0$  sont des paramètres de conception tandis que  $\varepsilon_d = \hat{i}_{sd} - i_{sd}$  et  $\varepsilon_q = \hat{i}_{sq} - i_{sq}$  sont les surfaces de glissement (Mekki *et al.*, 2015). Les erreurs d'estimation sur les courants et le flux sont définis par les surfaces de glissement de l'observateur  $\varepsilon_d$ ,  $\varepsilon_q$  et  $\varepsilon_\phi = \hat{\phi}_d - \phi_d$ .

La dynamique des erreurs sera donnée par:

$$\begin{aligned}
\dot{\varepsilon}_d &= a_1 \varepsilon_d + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sq} + a_2 \varepsilon_\phi - \Gamma_d w - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d \\
\dot{\varepsilon}_q &= -(\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sd} + a_1 \varepsilon_q + a_5 \Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q w - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q \\
\dot{\varepsilon}_\phi &= a_8 \varepsilon_\phi
\end{aligned} \tag{V.12}$$

## Preuve de stabilité 2.

Considérons la fonction de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} \varepsilon_d^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_q^2 \tag{V.13}$$

La dérivée de (V.13) par rapport au temps est donnée par:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \varepsilon_d (a_1 \varepsilon_d + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sq} + a_2 \varepsilon_\phi - \Gamma_d w - \mathcal{G}_d \text{sign} \varepsilon_d) \\
&\quad + \varepsilon_q (-(\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sd} + a_1 \varepsilon_q + a_5 \Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q w - \mathcal{G}_q \text{sign} \varepsilon_q)
\end{aligned} \tag{V.14}$$

Si on choisit  $\mathcal{G}_d$  et  $\mathcal{G}_q$  sous la forme:

$$\begin{aligned}
u_d &> \left| a_1 \varepsilon_d + (\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sq} + a_2 \varepsilon_\phi - \Gamma_d w \right|_{\max} \\
u_q &> \left| -(\hat{\omega}_s - \omega_s) i_{sd} + a_1 \varepsilon_q + a_5 \Omega \varepsilon_\phi - \Gamma_q w \right|_{\max}
\end{aligned} \tag{V.15}$$



Alors le mode glissant se produit et la surface de glissement (SMO) peut être atteinte en temps fini et maintenue par la suite, c-à-d  $\dot{\varepsilon}_d = 0$  et  $\dot{\varepsilon}_q = 0$ ; par conséquent, l'équation (V.12) devient (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{aligned} (\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{sq} + \alpha_2 \varepsilon_\varphi - \Gamma_d w - \mathcal{G}_d \text{sign}_{eq} \varepsilon_d &= 0 \\ -(\hat{\omega}_s - \omega_s)i_{sd} + \alpha_5 \Omega \varepsilon_\varphi - \Gamma_q w - \mathcal{G}_q \text{sign}_{eq} \varepsilon_q &= 0 \\ \dot{\varepsilon}_\varphi &= \alpha_8 \varepsilon_\varphi \end{aligned} \quad (\text{V.16})$$

L'équation (V.16) montre que  $\varepsilon_\varphi$  converge vers zéro lorsque  $t \rightarrow \infty$  alors,  $\omega_s \rightarrow \hat{\omega}_s$  par conséquent les effets de défauts peuvent être estimés (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{aligned} \hat{\Gamma}_d w &= -\mathcal{G}_d \text{sign}_{eq} \varepsilon_d \\ \hat{\Gamma}_q w &= -\mathcal{G}_q \text{sign}_{eq} \varepsilon_q \end{aligned} \quad (\text{V.17})$$

### Remarque 1.

La fonction  $\text{sign}_{eq}(x)$  représente la valeur moyenne de la fonction  $\text{sign}(x)$ . Elle peut être obtenue par l'utilisation d'un filtre Pass-Bas ou par une approximation continue de la fonction  $\text{sign}$ . Dans notre cas, cette fonction est approchée par une fonction saturation  $\text{sat}(x)$ .

## V.4 COMMANDE FTC A BASE DE MODE GLISSANT (AFTC)

La structure de commande FTC basée sur la combinaison entre le SMC et SMO est donnée par (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{cases} u_d(t) = u_d^{nom}(t) + u_d^{faulty}(t) \\ u_q(t) = u_q^{nom}(t) + u_q^{faulty}(t) \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

où  $u_d^{nom}(t)$  et  $u_q^{nom}(t)$  sont les lois de commande SMC (voir chapitre III) conçues à l'état sain ( $w(t) = 0$ ) afin de faire suivre les variables à commander (la vitesse, le flux, les courants) à leurs références souhaitées en présence de couple du charge et des perturbations paramétriques.

$u_d^{faulty}(t)$  et  $u_q^{faulty}(t)$  sont les lois de commande additives basées sur les observateurs SMO et conçues pour annuler la dynamique des défauts.

### Proposition 1.

Si les lois de commande additives (V.18) sont choisies telles que:

$$\begin{aligned}
u_d^{faulty} &= -\frac{1}{b_1} \hat{\Gamma}_d w \\
u_q^{faulty} &= -\frac{1}{b_2} \hat{\Gamma}_q w
\end{aligned} \tag{V.19}$$

avec  $\hat{\Gamma}_d w$  et  $\hat{\Gamma}_q w$  sont données par (V.10) et (V.17), alors les défauts seront automatiquement compensés (Mekki *et al.*, 2015).

### Preuve 3.

Pour le cas de la MSAP, rappelant l'expression de la dynamique des erreurs de poursuite en état défectueux (voir (IV.7)):

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= \alpha_1 i_d + \alpha_2 i_q \omega_r + b_1 u_d + \Gamma_d w - \dot{i}_d^{ref} \\
\dot{e}_q &= \alpha_3 i_q + \alpha_4 \omega_r + \alpha_5 i_d \omega_r + b_2 u_q + \Gamma_q w - \dot{i}_q^{ref} \\
\dot{e}_\omega &= \alpha_6 i_q + \alpha_7 \omega_r + d C_r - \dot{\omega}_r^{ref}
\end{aligned} \tag{V.20}$$

Ensuite, en combinant (V.18) et (V.19) avec (V.20), nous pouvons facilement obtenir (voir chapitre IV):

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= -k_d \text{sign}(S_3) - m_3 e_d + \Gamma_d w - \hat{\Gamma}_d w \\
\dot{e}_q &= -k_q \text{sign}(S_2) - m_2 e_q + \Gamma_q w - \hat{\Gamma}_q w \\
\dot{e}_\omega &= -k_\omega \text{sign}(S_1) - m_1 e_\omega
\end{aligned} \tag{V.21}$$

Par conséquent, comme montré aux chapitres III et IV, la stabilité globale en boucle fermée est assurée, c'est-à-dire que le mode glissant se produit.

### Preuve 4.

Pour le cas de la MAS, la dynamique des erreurs de poursuite est donnée par (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= \alpha_1 i_d + \omega_s i_q + \alpha_2 \varphi_d + b u_d - \dot{i}_d^{ref} + \Gamma_d w \\
\dot{e}_q &= -\omega_s i_d + \alpha_1 i_q + \alpha_3 \varphi_d \Omega + b u_q - \dot{i}_q^{ref} + \Gamma_q w \\
\dot{e}_\varphi &= \alpha_4 \varphi_d + \alpha_5 e_d - \dot{\varphi}_d^{ref} + \alpha_5 i_{sd}^* \\
\dot{e}_\Omega &= \alpha_6 e_q \varphi_d + \alpha_7 \Omega + d C_r - \dot{\Omega}^{ref} + \alpha_6 \varphi_d i_{sq}^*
\end{aligned} \tag{V.22}$$

En revanche au chapitre III, les expressions des courants de références ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ) et des lois de commande ( $u_d^{nom}$ ,  $u_q^{nom}$ ) sont données par:

$$\begin{aligned}
i_{sd}^* &= \frac{1}{\alpha_5} (\dot{\varphi}_d^* - \alpha_4 \varphi_d - m_1 e_d - k_\varphi \text{sign}(S_1)) \\
i_{sq}^* &= \frac{1}{\alpha_6 \varphi_d} (\dot{\Omega}^* - \alpha_7 \Omega^* - d C_r - m_2 e_\Omega - k_\Omega \text{sign}(S_2))
\end{aligned} \tag{V.23}$$

$$\begin{aligned}
u_d^{nom} &= \frac{1}{b}(-a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \varphi_d - a_5 e_\varphi - m_4 e_d + (di_{sd}^*/dt) - k_d \text{sign}(S_4)) \\
u_q^{nom} &= \frac{1}{b}(\omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} - a_3 \varphi_d \Omega - a_6 \varphi_d e_\Omega - m_3 e_q + (di_{sq}^*/dt) - k_q \text{sign}(S_3))
\end{aligned} \tag{V.24}$$

En remplaçant (V.18), (V.19), (V.23) et (V.24) dans (V.22) et après développement on obtient (Mekki *et al.*, 2015):

$$\begin{aligned}
\dot{e}_d &= -a_5 e_\varphi - m_4 e_d - k_d \text{sign}(S_4) + \Gamma_d w - \hat{\Gamma}_d w \\
\dot{e}_q &= -a_6 \varphi_d e_q - m_3 e_q - k_q \text{sign}(S_3) + \Gamma_q w - \hat{\Gamma}_q w \\
\dot{e}_\varphi &= a_5 e_d - m_1 e_\varphi - k_\varphi \text{sign}(S_1) \\
\dot{e}_\Omega &= a_6 \varphi_d e_q - m_2 e_\Omega - k_\Omega \text{sign}(S_2)
\end{aligned} \tag{V.25}$$

### Remarque 2.

Cette partie présente la détection et la reconstruction des défauts à l'aide d'un observateur SMO, montre également que les défauts sont compensés  $\Gamma_d w \rightarrow \hat{\Gamma}_d w$ ,  $\Gamma_q w \rightarrow \hat{\Gamma}_q w$  et que le système en boucle fermée qui en résulte est stable. Sa stabilité est prouvée dans le chapitre III à l'aide de la théorie de Lyapunov.

## V.5 RESULTATS DE SIMULATION

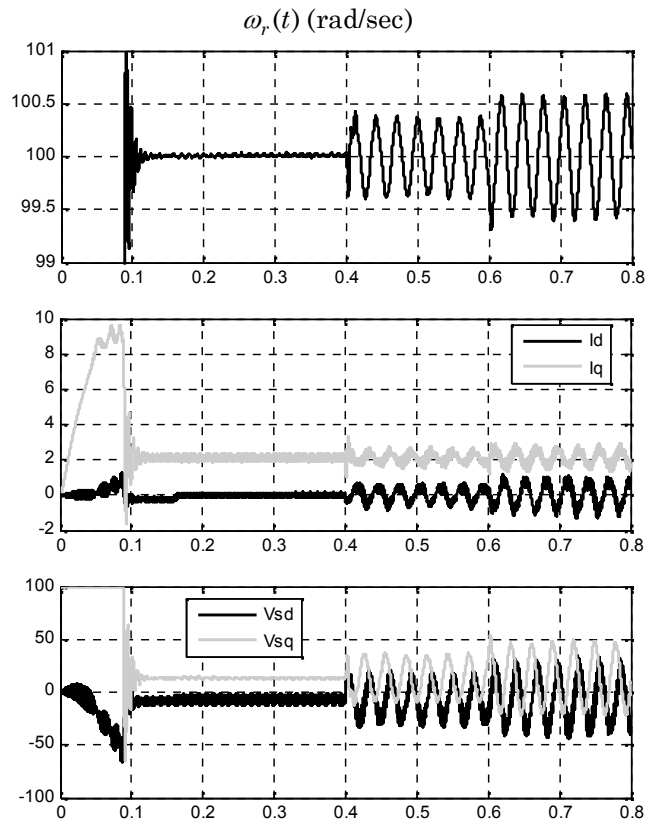
Afin de valider les performances de l'approche proposée, décrite dans la section précédente, une série de simulations numériques est effectuée. Les valeurs nominales, les paramètres électriques et mécaniques nominaux de la MSAP et de la MAS à cage sont présentés en annexes A et B.

### V.5.1 Simulations numériques (cas MSAP)

Dans cette partie, la MSAP sera soumis à différents tests avec des profils différents. Il est à noter que toutes les simulations commencent avec le couple de charge nominal  $T_l = 0.05 \text{ N.m}$

#### A. MSAP sous l'effet de défaut

En premier, un test de poursuite de référence est effectué avec une vitesse de référence de 100 rad/sec et un courant direct fixés à zéro ( $i_d^* = 0 \text{ (A)}$ ). Sous l'effet d'un couple de charge nominal  $T_l = 0.05 \text{ N.m}$ . Un défaut statorique (excentricité) s'applique à  $t = 0,4 \text{ s}$  tandis qu'à  $t = 0,6 \text{ s}$  une augmentation de l'amplitude des composants de la bande latérale avec +50% sera considérés.

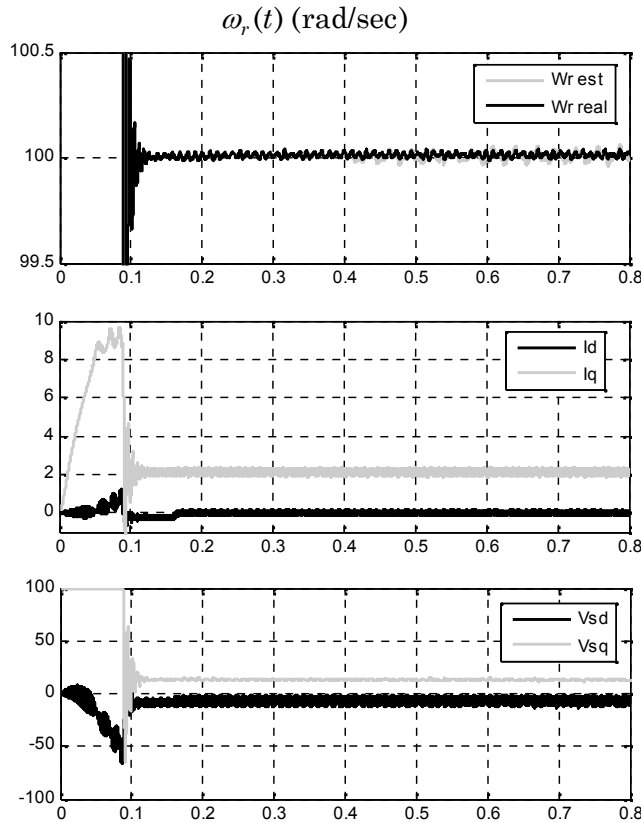


**Figure V.2** Test de poursuite de référence en présence de défaut

Les résultats de simulation (Fig. V.2) prouvent l'importance de la commande nominale (SMC) proposée où les valeurs de vitesse et de courant direct convergent vers leurs références souhaitées avec une bonne dynamique et une robustesse par rapport au couple de charge. Néanmoins, malgré ces avantages le SMC reste insuffisant en cas de défaut statorique. Ceci apparaît clairement sur les simulations représentées ci-dessus lorsque le SMO n'existe pas.

### B. MSAP avec la stratégie AFTC proposée

Dans ce cas, la MSAP est endommagée en introduisant un défaut statorique à  $t = 0,4s$  et  $+50\%$  à  $t = 0,6s$  avec la nouvelle stratégie de détection, de reconstruction et de commande FTC (voir Fig. V.3). La Figure V.4 représente les défauts additifs réels ( $\Gamma_d w(t), \Gamma_q w(t)$ ) causés par l'excentricité statorique et ( $\hat{\Gamma}_d w(t), \hat{\Gamma}_q w(t)$ ) l'estimation des défauts illustrés du SMO dont  $u_d^{faulty}$  et  $u_q^{faulty}$  en dépendent.



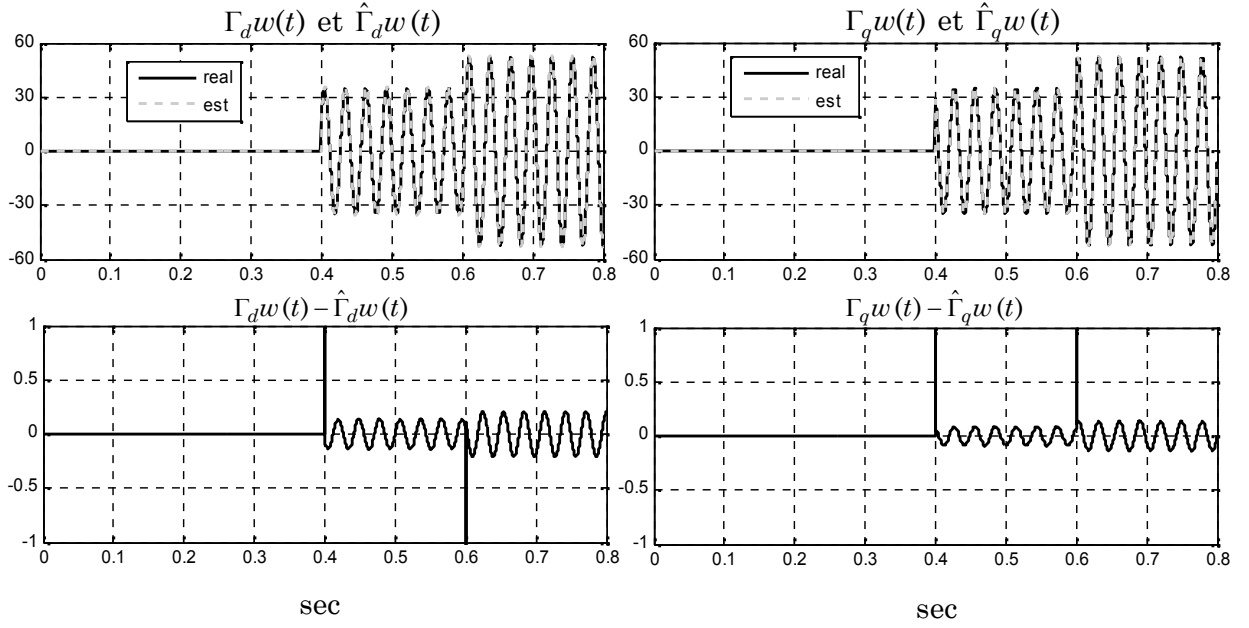
**Figure V.3** Test de robustesse de la MSAP commandée via la nouvelle stratégie AFTC

A cet égard, le SMC est combiné avec un SMO qu'il a conçu pour détecter et reconstruire en ligne les signaux de défauts. De plus, il sert à produire les lois de commande additives (unités de compensation) qui seront conçues pour compenser l'effet de défauts. Cet observateur a également montré une performance élevée pour l'estimation de la vitesse  $\hat{\Omega}$ , ainsi pour la conception d'une commande tolérante aux défauts (AFTC).

### Remarque 3.

Lorsque le défaut est détecté et reconstruit par le SMO, une loi de commande additif sera générée plus tard ( $V_{faulty}(t) \neq 0$ ). Dans ce cas, afin de protéger le système contre les dommages, un indicateur d'alarme est rajouté à la conception (voir Fig. V.1). Le signal d'alarme indique que l'entretien devient nécessaire (Mekki *et al.*, 2015).

La figure V.4 présente les défauts réelles  $\Gamma_d w(t)$  et leurs estimées  $\hat{\Gamma}_d w(t)$  ainsi que les erreurs d'observation en provoquant un défaut à l'instant  $t = 0,4$  s avec un accroissement de +50% à  $t = 0,6$  s.



**Figure V.4** Résultats de simulation de la MSAP commandée via la stratégie AFTC proposée

#### Remarque 4.

L'observateur SMO employé dans cet article fournit une remarquable dynamique en termes d'estimation de défauts. Ce qui précède, prouve que  $\hat{\Gamma}_d w(t)$  converge vers  $\Gamma_d w(t)$  et  $\hat{\Gamma}_q w(t)$  converge vers  $\Gamma_q w(t)$ . Par conséquent, en adoptant la procédure suggérée, l'objectif de la AFTC qui consiste à annuler les perturbations dues au couple de charge  $T_l$  ainsi que les défauts d'actionneurs  $\Gamma_{(d,q)} w(t)$  est atteint.

### V.5.2 Simulations numériques (cas MAS)

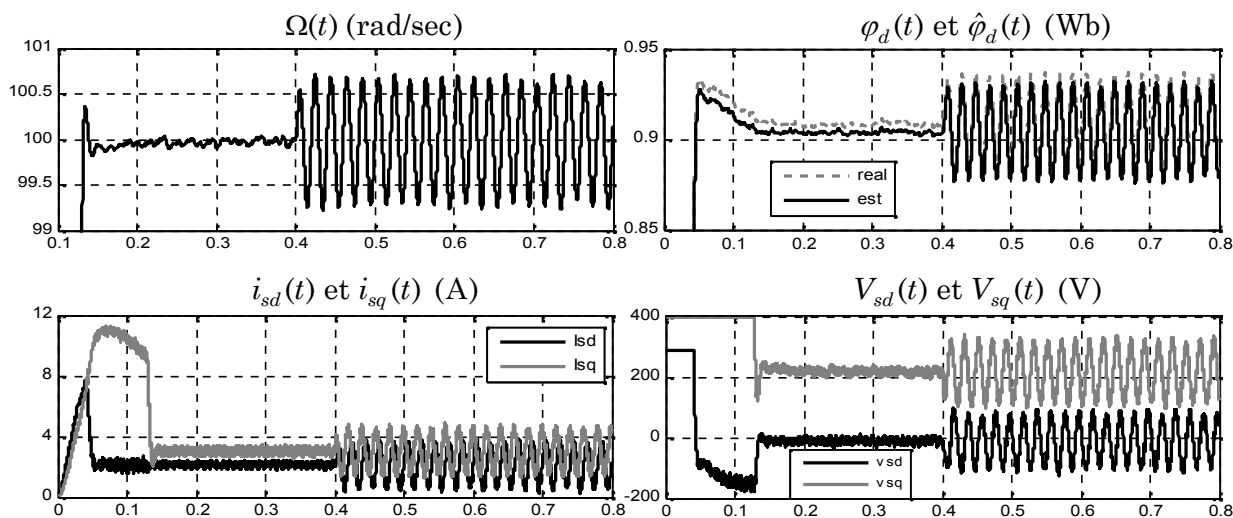
Les références de vitesse et de flux sont fixées à :  $\Omega = 100 \text{ rad/sec}$ ,  $\varphi_d = 0.9 \text{ Wb}$ , respectivement, un couple de charge nominal  $T_l = 5 \text{ N.m}$  est appliquée. Les gains du mode de glissement adoptés pour les simulations sont:  $k_\varphi = 68$ ,  $k_\Omega = 50$ ,  $k_d = 220$ ,  $k_q = 250$ ,  $m_1 = 300$ ,  $m_2 = 270$ ,  $m_3 = 600$ ,  $m_4 = 680$ ,  $u_d = 3400$  et  $u_q = 3400$ .

Afin de mettre en évidence les performances de l'approche proposée, trois situations sont présentées et discutées. Le premier et le deuxième scénario analysent les performances en boucle fermée lorsqu'un seul défaut statorique et un seul défaut rotorique se produisent à  $t = 0,4 \text{ s}$ . Le dernier scénario concerne le cas où deux défauts rotoriques apparaissent à  $t = 0,4 \text{ s}$ .

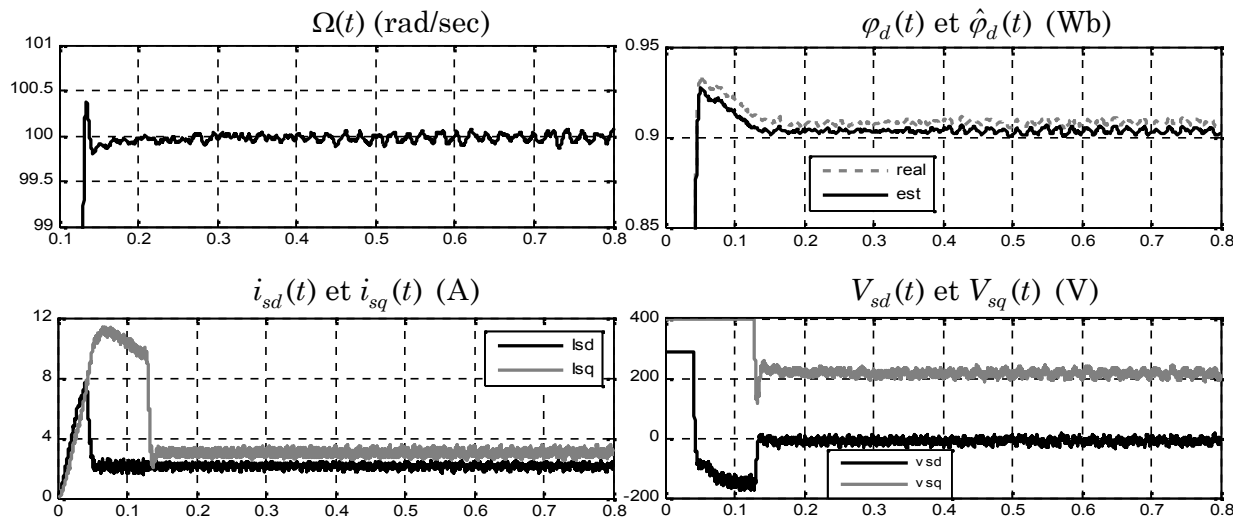
#### A. MAS sous un défaut statorique

Dans le premier test de poursuite de références, un défaut statorique d'excentricité apparaît à  $t = 0,4 \text{ s}$  au niveau de la MAS commandée par SMC

(Fig. V.5). Par la suite la stratégie de détection, reconstruction et de commande FTC prend lieu (voir Fig. V.6). Sur la Figure V.7, les défauts additifs réels ( $\Gamma_d w(t), \Gamma_q w(t)$ ) causés par l'excentricité statorique et leurs estimées par le SMO sont représentés par la figure V.7.



**Figure V.5** Test de poursuite de référence en présence d'un défaut statorique



**Figure V.6** Test de robustesse de la MAS commandée via la nouvelle stratégie AFTC

Les résultats de simulations montrent l'efficacité de l'approche AFTC proposée en termes de poursuite de références malgré la présence des perturbations dues au couple de charge et de défaut statorique d'excentricité (Fig. V.5), ainsi que les bonnes performances de l'observateur SMO en termes d'estimation du flux et de reconstruction des défauts (Fig. V.6).

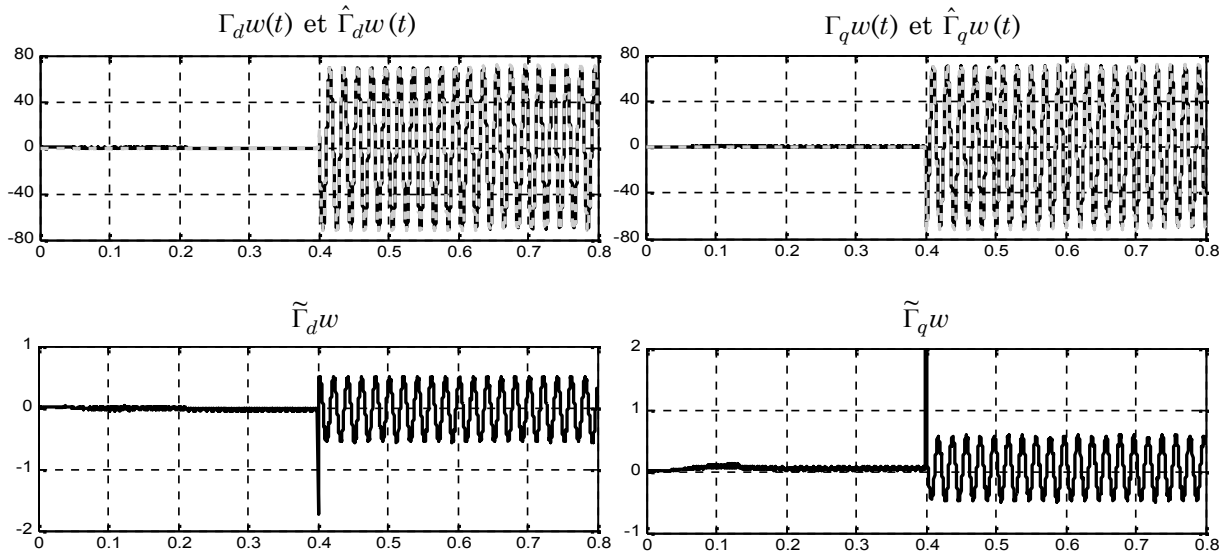


Figure V.7 Résultats de simulation de défauts et leurs estimées (produit par le SMO)

### B. MAS sous un défaut rotorique

Dans ce cas, la MAS est endommagée en introduisant un défaut rotorique de cassure de barre à  $t = 0,4 s$ . Elle est commandée par la stratégie SMC (Fig.V.8) en utilisant la nouvelle stratégie de détection, de reconstruction et de commande FTC (Fig.V.9) et (Fig.V.10). Cette dernière représente les défauts additifs réels ( $\Gamma_d w(t), \Gamma_q w(t)$ ) causés par la cassure de barre et leurs estimées par SMO qui sert à produire les commandes additives.

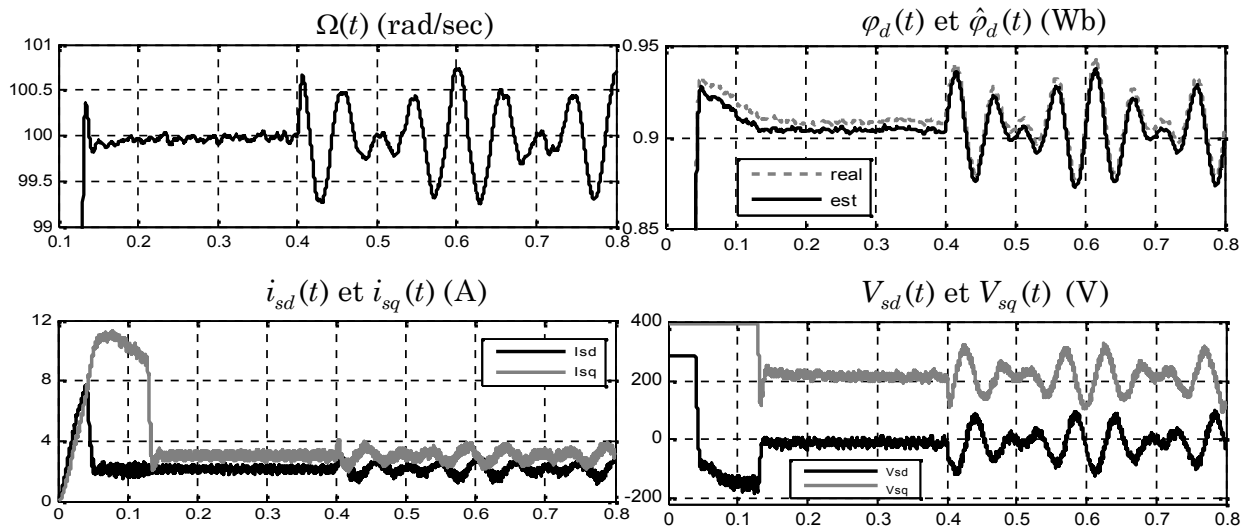
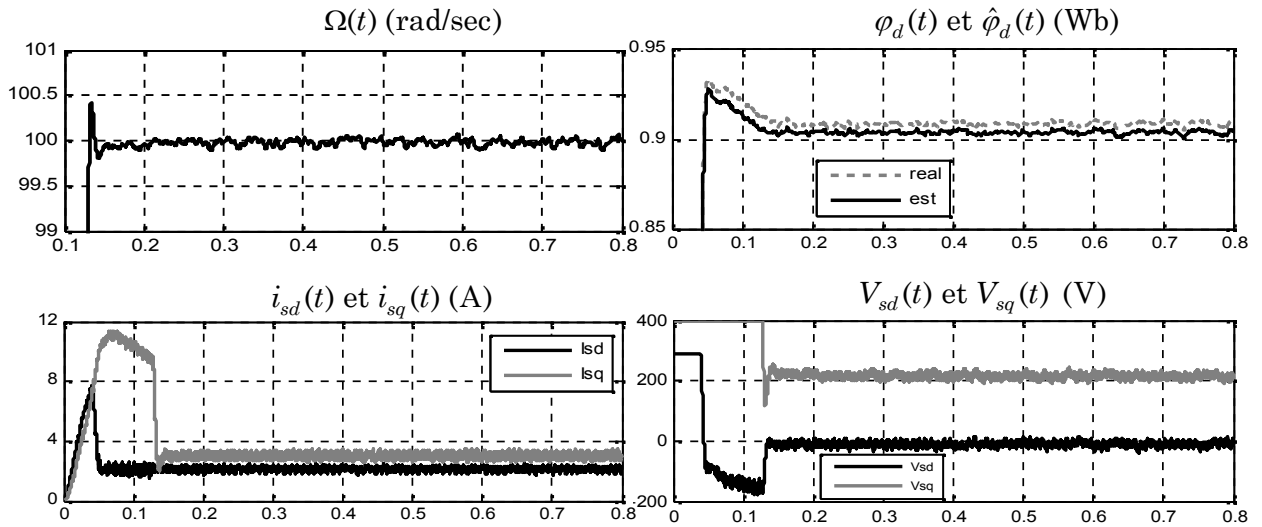


Figure V.8 Test de poursuite de référence en présence d'un défaut rotorique

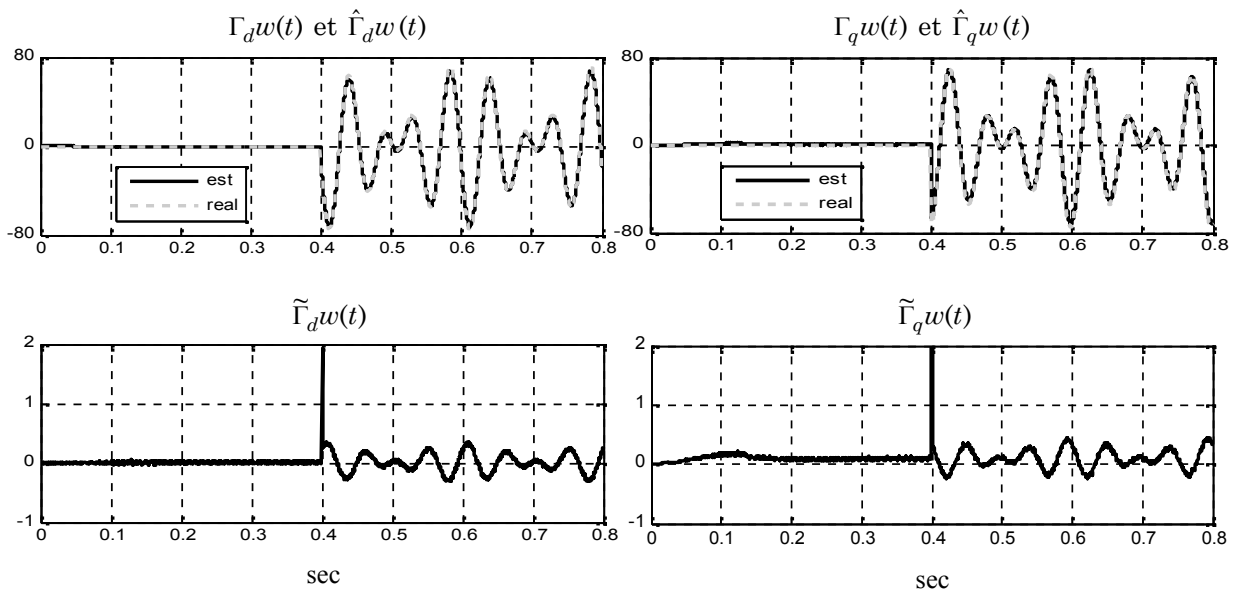


Ces résultats de simulation prouvent l'importance de la SMC proposée (commande nominale) où les signaux de vitesse et de flux convergent vers leurs références désirées avec une bonne dynamique. De plus, l'effet du couple de charge est rejeté. Néanmoins, le SMC reste insuffisant en cas de défaut rotorique.



**Figure V.9** Test de robustesse de la MAS commandée via la nouvelle stratégie AFTC

Un SMO est donc conçu pour détecter et reconstruire le signal de défaut. Par conséquent, il sert à produire les lois de commande additives (unités de compensation) afin de compenser l'effet des défauts. Comme le montre la figure V.7, les erreurs de suivi des défauts convergent vers zéro.



**Figure V.10** Résultats de simulation, défauts réel et estimés par le SMO ainsi que les erreurs de suivi de défauts

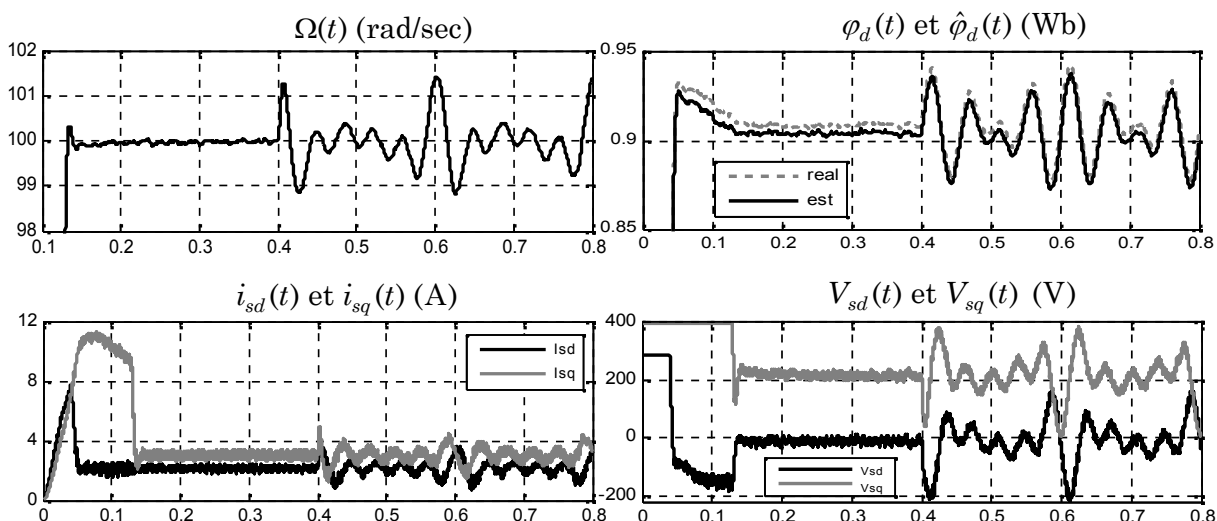
**Remarque 5.**

La convergence en temps fini des erreurs de suivi de la vitesse et du flux vers zéro est obtenue malgré la présence de perturbation du couple de charge avant la combinaison entre SMC et SMO, et d'une rupture de barre après combinaison. En outre, le SMO utilisé converge en un temps fini, ce qui a permis de donner une bonne estimation du flux et une très bonne reconstruction des défauts comme le montre les Fig. V.9, et Fig. V.10. Le portrait de phase, donné dans ces figures, démontre que la convergence des variables du mode glissant en temps fini est assurée.

**C. MAS sous deux défauts rotoriques**

Dans ce deuxième cas, la MAS est endommagée en introduisant deux cassures de barres à  $t=0,4$  s mais commandé par SMC et en utilisant la nouvelle technique de détection, de reconstruction et de commande FTC comme décrit dans Fig. V.11, Fig. V.12 et Fig. V.13. La Figure V.13 présente les défauts additifs réels causés par deux barres rotorique cassées. La sortie du SMO permet d'estimer les signaux de défauts et de produire les lois de commandes additives.

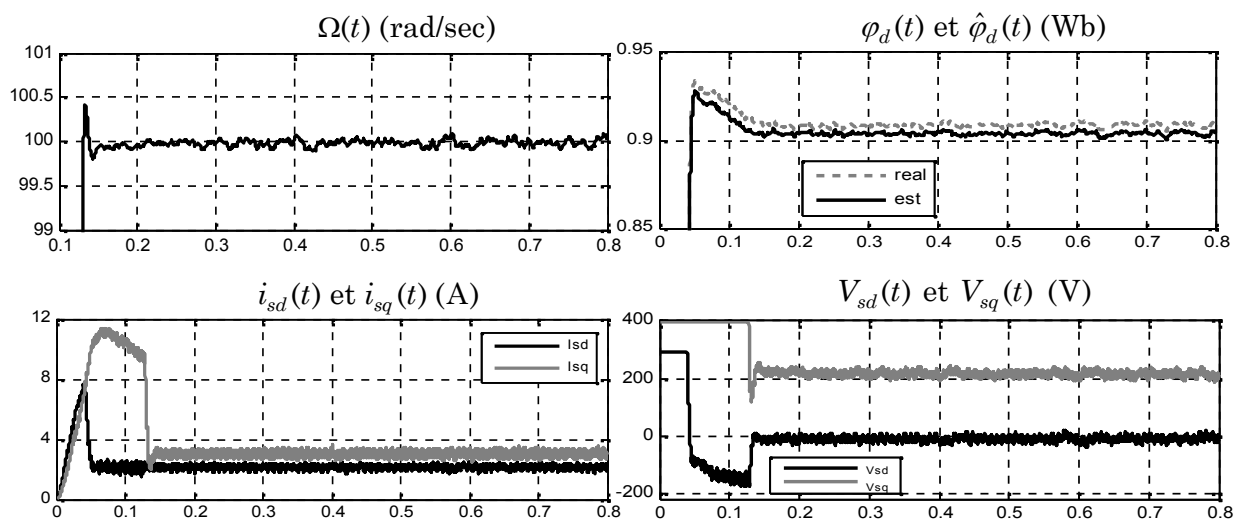
A partir des résultats de simulations, on constate que la commande nominale proposée force la vitesse et le flux à converger vers leurs références désirées avec une bonne dynamique et une robustesse par rapport au couple de charge, mais elle s'avère insuffisante en cas de défauts. Ceci est illustré par les simulations représentées ci-dessous lorsque le SMO n'existe pas. A cet égard, le SMC est combiné avec un SMO conçu pour détecter et reconstruire en ligne les signaux de défauts additifs. Ce dernier a montré une performance élevée pour l'estimation du flux et par conséquent pour la conception d'une commande AFTC.



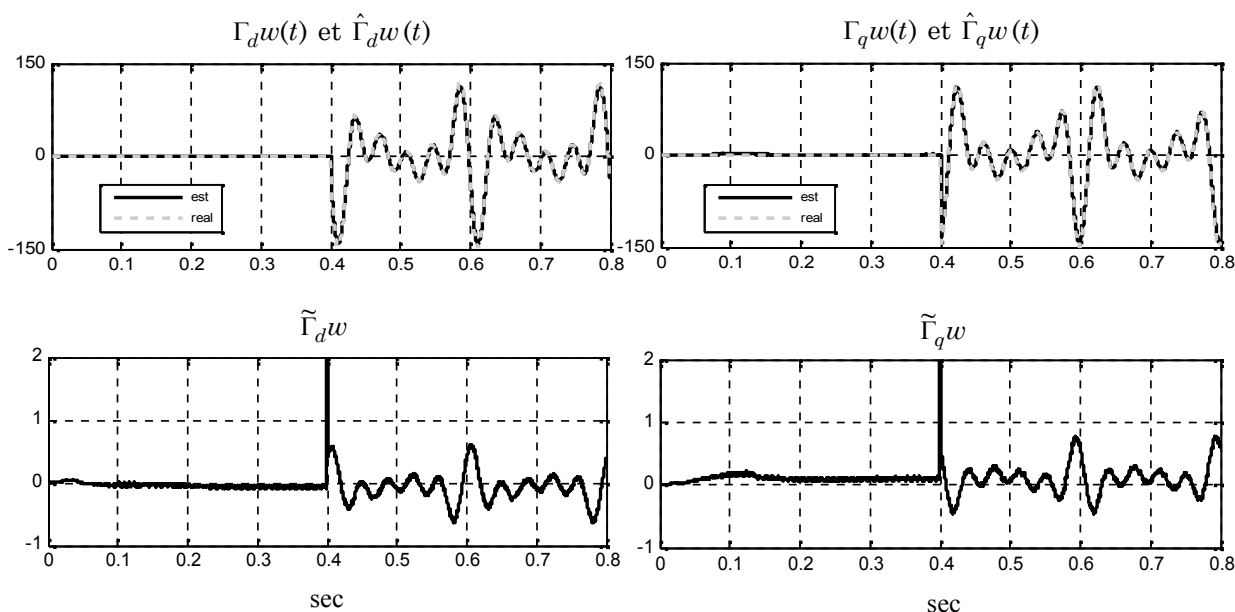
**Figure V.11** Test de robustesse de la MAS sous l'effet de deux défauts.

**Remarque 6.**

La stratégie SMC proposée ne peut pas fournir une convergence en un temps fini de la variable glissante vers zéro en présence de défauts rotorique. Ce problème est résolu par une combinaison adéquate entre le SMC et le SMO comme représenté sur Fig. V.3, Fig. V.6, Fig. V.9 et Fig. V.12. Ces figures montrent que la convergence des variables du mode glissant en temps fini est assurée c-à-d que la trajectoire des variables d'état se déplace vers l'origine de la surface de glissement.



**Figure V.12** Test de robustesse de la MAS commandée via la nouvelle stratégie AFTC



**Figure V.13** Résultats de simulation, défauts réel et estimés par le SMO ainsi que les erreurs de suivi de défauts

La figure V.13 présente les défauts réelles ( $\Gamma_d w(t)$ ,  $\Gamma_q w(t)$ ) et leurs estimées ( $\hat{\Gamma}_d w(t)$ ,  $\hat{\Gamma}_q w(t)$ ) ainsi que les erreurs d'observation ( $\tilde{\Gamma}_d w(t)$ ,  $\tilde{\Gamma}_q w(t)$ ) en provoquant deux défauts rotorique à l'instant  $t = 0,4 s$ .

### Remarque 7.

Plusieurs stratégies de détection de défauts traitent les cassures de barres dans les MAS sont présentées dans (Ayhan *et al.*, 2005), (Sadeghian *et al.*, 2009) et (Didier *et al.*, 2006) en utilisant le traitement de signatures multiples (*Multiple signature processing*), décomposition de paquets d'ondelettes (*Wavelet packet decomposition*) et l'indice de défaut global (*Global fault index*). Cependant, la principale approche proposée basée sur le SMO qui est conçu non seulement pour détecter en ligne les défauts, mais aussi pour les reconstruire plus tard. De plus, l'approche proposée fournit une tolérance active aux défauts causés par les cassures des barres rotoriques. Aussi, on peut étendre la tolérance à une classe de défaillances totales de système (Mekki *et al.*, 2015).

### Remarque 8.

A travers les simulations effectuées la comparaison entre les deux approches implicite FTC et AFTC proposées dans les chapitre IV et chapitre V respectivement à montré l'apport de cette approche que nous avons élaboré pour notre application dans le cas où les caractéristiques des défauts ne sont pas connues a priori.

## V.6 CONCLUSION

Ce chapitre présente un nouveau système de détection, reconstruction et de tolérance aux défauts basé sur le mode glissant pour les systèmes d'entraînements électriques (MSAP et MAS) présentant des défauts typiques. Il est démontré que lors de la commande SMC, avec une surface de glissement intégrale, améliore la convergence et les performances de rejet des perturbations. Malgré ces avantages, la SMC se révèle insuffisante en cas de défauts rotoriques et/ou statoriques. Afin de résoudre ce problème, une combinaison entre la commande nominale proposée (SMC) et l'observateur par mode glissant (SMO) est présentée. Cet observateur est synthétisé pour détecter et reconstruire les défauts inconnus présentés dans les modèles des moteurs, et aussi pour estimer une partie du vecteur d'états. Par conséquent, cette combinaison peut étendre la tolérance à une large classe de défaillances. Une étude sur les systèmes d'entraînements électriques est présentée afin d'introduire le concept et prouver l'efficacité de l'approche proposée. A ce stade, les simulations numériques basées sur différents scénarios de défauts (barres rotorique cassées, excentricité...) montrent l'efficacité de l'approche proposée.

## Conclusion Générale et Perspectives

Le présent travail concerne le diagnostic et la commande tolérante aux défauts dédiés aux systèmes d'entraînements électriques. Les approches proposées reposent sur les techniques de l'automatique moderne adaptées aux machines électriques asynchrones et à aimant permanent soumises à des perturbations et à des défauts de diverses natures.

Dans la première partie de cette thèse, nous avons commencé par une présentation succincte sur les systèmes FDD et FTC. Nous avons rappelé les différentes notions et concepts théoriques de base en lien avec notre problématique. Il s'agit également d'une brève revue sur un certain nombre de travaux de recherche effectués dans le domaine. Chaque méthode de diagnostic et de commande FTC a fait l'objet d'une discussion en mettant en évidence ses avantages et ses inconvénients.

Dans la deuxième partie, nous avons élaboré les différents modèles de machines électriques MSAP et MAS, en commençant par les modèles à l'état sains ensuite en présence de variations paramétriques. Par la suite, les différents types de défauts pouvant affectés certaines parties des machines ont fait l'objet d'une discussion et analyse. La présence de ces défauts tant au stator qu'au rotor des machines nous ont permis d'élaborer des modèles pour les systèmes défaillants. Les modèles de connaissance élaborés de la MAS et de la MSAP sont exploités pour synthétiser des lois de commandes adéquates répondant à ce type de contrainte imprévue en y remédiant aux conséquences causées par les défauts et les perturbations.

Dans le but d'augmenter la robustesse et de faire face aux perturbations dues aux variations paramétriques et au couple de charge, la conception et la synthèse d'une stratégie de commandes passive tolérante aux défauts PFTC dédiée aux moteurs électriques devient indispensable. Nous avons montré que la nouvelle commande SMC avec surface de glissement intégrale, dotée d'un observateur de type HGO dans le cas de la MAS, présente une robustesse par rapport au couple de charge et aux perturbations paramétriques. Nous avons conclu que l'utilisation de la commande PFTC pour les systèmes d'entraînements électriques sous l'effet des défauts statorique et/ou rotorique ne permet pas d'obtenir des qualités de réglages satisfaisantes. Devant l'insuffisance des performances dynamiques de la FTC passive, nous avons développé d'autres algorithmes de commande plus performants.

La quatrième partie concerne la mise au point d'une nouvelle stratégie de commande implicite FTC. La version implicite de cette approche prend en compte les perturbations et les défauts statoriques et/ou rotoriques. De plus, cette partie exploite une combinaison simple reposant sur la stratégie SMC proposée et sur l'approche à modèle interne pour faire face aux défauts. La stabilité du modèle interne a été prouvée en utilisant l'analyse de la stabilité

selon la théorie de Lyapunov. Les résultats obtenus sont assez satisfaisants et très encourageants lorsque les caractéristiques des défauts sont connues a priori.

Nous avons remarqué que la commande implicite ne permet pas d'atteindre les objectifs préalablement visés. Ceci nous a conduit à développer un nouveau système de détection, de reconstruction et de tolérance aux défauts actif basé sur le mode glissant capable de compenser l'effet des défauts en absence de connaissance a priori sur ces défauts. En effet, pour résoudre les problèmes liés aux approches passives et implicites, une combinaison entre la commande nominale proposée SMC et l'observateur SMO est présentée. L'observateur est conçu afin de détecter et reconstruire les défauts inconnus présentés dans les modèles des machines MSAP et MAS, aussi pour estimer une partie du vecteur d'état. Par conséquent, cette combinaison peut étendre la tolérance à une large classe de défauts additifs. Une étude sur les systèmes d'entraînements électriques est présentée afin d'introduire le concept et de prouver l'efficacité de l'approche proposée. A ce stade, la simulation numérique basée sur différents scénarios de défauts (barres rotorique cassées, excentricité...) montre la faisabilité et l'efficacité de l'approche AFTC proposée.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse nous ont permis, non seulement, de proposer des solutions et réponses à certains problèmes et questions posés dans la littérature au sujet de la commande sous l'effet des incertitudes et des défauts, mais aussi d'ouvrir d'autres perspectives concernant la synthèse des commandes FTC (passive, implicite et active) fondées sur les techniques des modes glissants modifiés. Dans le souhait de faire évoluer les techniques proposées, il nous semble intéressant d'approfondir les points suivants, ce qui pourra faire l'objet de travaux futurs:

- L'introduction d'autres types de commandes nominales afin de tester l'efficacité de la technique.
- Etude du cas adaptatif dans le cas où l'approche implicite ou les fréquences caractéristiques des défauts ne sont pas connues avec exactitude. Ce qui donnera à la technique un aspect plus réaliste car c'est la situation rencontrée dans le cas réel.
- L'extension de l'approche AFTC développée dans ce travail à d'autres classes de systèmes non linéaires semble être une bonne voie d'investigation.

# ANNEXE A

## PARAMETRES DE LA MSAP UTILISEE

### Paramètres

$P = 22 \text{ W}$	Puissance électrique
$V_s = 220 \text{ V}$	Tension du stator
$n_p = 2$	Nombre de paire de pôle
$f = 50 \text{ Hz}$	Fréquence
$\Omega = 1500 \text{ tr/min}$	Vitesse nominal

### Valeurs nominales

$R_s = 3.4 \Omega$	Résistance du stator
$L_d = 0.0121 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_q = 0.0121 \text{ H}$	Inductance du rotor
$\varphi_f = 0.013 \text{ Wb}$	Flux rémanent
$J = 0.0001 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0,00005 \text{ Kg.m}^2 / s$	Coefficient de frottement
$C_e = 0.05 \text{ N.m}$	Couple nominal

## ANNEXE B

### PARAMETRES DE LA MAS UTILISEE

#### Paramètres

$P = 1.08 \text{ KW}$	Puissance électrique
$V_s = 220/380 \text{ V}$	Tension du stator
$n_p = 2$	Nombre de paire de pôle
$f = 50 \text{ Hz}$	Fréquence
$\Omega = 1480 \text{ tr/min}$	Vitesse nominal

#### Valeurs nominales

$R_s = 10 \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0,0005 \text{ Kg.m}^2 / s$	Coefficient de frottement
$C_e = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal



# Bibliographie

- Akrad A, Hilairret M, Diallo D. Design of a Fault-Tolerant Controller Based on Observers for a PMSM Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58(4): pp. 1416-1427, 2011.
- Alwi H. *Fault tolerant sliding mode control schemes with aerospace applications*. PhD thesis, University of Leicester, 2008.
- Alwi H, Edwards C, Tan C.P. *Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*. Springer-Verlag, London, 2011.
- Alwi H, Edwards C. Sensor fault tolerant control using sliding mode fault reconstruction on an aircraft benchmark. *AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, pp. 1-25, Minnesota, August 13-16, 2012.
- Alwi H, Edwards C. Robust fault reconstruction for linear parameter varying systems using sliding mode observers. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 24(14): pp. 1947-1968, 2014.
- Aurora C, Ferrara A. A sliding mode observer for sensorless induction motor speed regulation. *International Journal of Systems Science*, Vol. 38(11): pp. 913-929, 2007.
- Ayhan B, Chow MY, Song MH. Multiple signature processing-based fault detection schemes for broken rotor bar in induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20(2): pp. 336-343, 2005.
- Azar T.A, Zhu Q. *Advances and Applications in Sliding Mode Control Systems*. Springer International Publishing, Switzerland, 2015.
- Benbouzid M.H. A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47(5): pp. 984-993, 2000.
- Benbouzid M.H, Kliman G.B. What stator current processing- based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18(2): pp. 238-244, 2003.
- Benbouzid M.H, Diallo D, Zeraoulia M. Advanced fault tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 56(2): pp. 519-528, 2007.
- Benosman M, Lum K.Y. Passive actuators' fault-tolerant control for affine nonlinear systems. *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 18(1): pp. 152-163, 2010.
- Benzineb O. *Diagnostic et Commande Tolérante aux Défauts de la Machine Asynchrone et des Convertisseurs Multicellulaires Séries*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2010.
- Benzineb O, Salhi H, Tadjine M, Benbouzid M.H. Induction motor robust control by means of a PI/Backstepping approach and a high-gain observer. *International Conference on Industrial Engineering and Manufacturing ICIEM'10*. Batna-Algeria, May 9-10, 2010.
- Blanke M, Kinnaert M, Lunze J, Staroswiecki M. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer-Verlag New York, USA, 2010.
- Bonivento C, Isidori A, Marconi L, Paoli A. Implicit fault tolerant control: application to induction motors. *Automatica*, Vol. 40: pp. 355-371, 2004.
- Boumegoura T. *Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue de diagnostic*. Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2001.

- Bouri M, Thomasset D. Sliding control of an electropneumatic actuator using an integral switching surface. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 9(2): pp. 368-375, 2001.
- Boyuan Li, Haiping Du, Weihua Li. Fault-tolerant control of electric vehicles with in-wheel motors using actuator-grouping sliding mode controllers. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 72-73: pp. 462–485, 2016.
- Bustan D, Pariz N, Sani S.K.H. Robust fault-tolerant tracking control design for spacecraft under control input saturation. *ISA Transactions*, Vol. 53(4): pp. 1073–1080, 2014.
- Casadei D, Filippetti F. Rossi C. Stefani A. Magnets faults characterization for permanent magnet synchronous motors. *In Proceedings of the IEEE SDEMPED '09*, September 2009.
- Casimir R. *Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes*. Thèse doctorat, Ecole centrale de Lyon, décembre 2003.
- Chen J, Patton R.J. *Robust Model Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- Chun Liu, Bin Jiang, and Ke Zhang. Incipient fault detection using an associated adaptive and sliding mode observer for quadrotor helicopter attitude control systems. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, Vol. 35(10): pp. 3555–3574, 2016.
- Didier G. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. Thèse doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2004.
- Didier G, Ternisien E, Caspary O, Razik H. Fault Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motor Using a Global Fault Index. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42(1): pp. 79–88, 2006.
- Dionysios V.S, Epaminondas D.M. A review on the faults of electric machines used in electric ships. *Advances in Power Electronics*, Vol. 2013, ID 216870: pp. 1-8, 2013.
- Ding S. *Model-Based Fault Diagnosis Techniques*. Springer-Verlag, London, 2013.
- Djehali N, Ghanes M, Djennoune S, Barbot J.P. Sensorless fault tolerant control for induction motors. *International Journal of Control Automation Systems*, Vol. 11(3): pp. 563–76, 2013.
- Ebrahimi B.M, Faiz J, Roshtkhari M.J. Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56(11): pp. 4727–4739, 2009.
- Ebrahimi B, Roshtkhari M.J, Faiz J, Khatami S. Advanced eccentricity fault recognition in permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61(4): pp. 2041–2052, 2014.
- Edwards C, Alwi H, Menon PP. *Applications of Sliding Observers for FDI in Aerospace Systems*. Lecture Notes in Control and Information Sciences, Chapter 17, Vol. 440: pp. 341-360. 2013.
- Edwards C, Spurgeon S. *Sliding mode control: Theory and applications*. Taylor & Francis, London, 1998.
- Eker I, Akinal SA. Sliding mode control with integral augmented sliding surface: design and experimental application to an electromechanical system. *Electrical Engineering-Springer*, Vol. 90(3): pp.189-197, 2008.
- Elbouchikhi E, Choqueuse V, Benbouzid M. Induction machine bearing faults detection based on a multi-dimensional MUSIC algorithm and maximum likelihood estimation. *ISA Transactions*, Vol. 63: pp. 413–424, 2016.
- Emelyanov S.V. *Automatic control systems of variable structure*. Nauka, Moscow (1967).

- Erginer V, Sarul MH. High performance and reliable torque control of permanent magnet synchronous motors in electric vehicle applications. *Elektronika ir Elektrotechnika*, Vol. 19(7): pp. 41-46, 2013.
- Fekih A. Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system. *IET Control Theory Application*, Vol. 2(9): pp. 762–772, 2008.
- Fridman, L. Moreno J, Iriarte R. *Sliding Modes after the First Decade of the 21st Century - State of the Art*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- Gao, W. Hung, J. C. Variable structure control system. *IEEE Transaction on Industrial Application*. Vol. 40(1): pp. 45-55, 1993.
- Ghanes M, De Leon J, Glumineau A. Cascade and high-gain observers comparison for sensorless closed-loop induction motor control. *IET Control Theory Appl.*, Vol. 2(2): pp. 133–150, 2008.
- Ghanes M, Zheng G. On sensorless induction motor drives: sliding mode observer and output feedback controller. *IEEE Transaction on Industrial Electronics* 2009; 56(9): 3404-3413.
- Gouichiche A, Boucherit S.M, Tadjine M, Safa A, Messlem Y. An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment. *Electric Power Systems Research*, Vol. 104: pp.129–137, 2013.
- Haj Brahim I, Hajji S, Chaari A. Backstepping Controller Design using a High Gain Observer for Induction Motor. *International Journal of Computer Applications*, Vol. 23(3): pp. 1-6, 2011.
- Han X, Fridman E, Spurgeon SK. Sampled-data sliding mode observer for robust fault reconstruction: A time-delay approach. *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 351: pp. 2125–2142, 2014.
- Hammami M.A. Stabilization of a class of nonlinear systems using an observer design. *In Proceedings of the IEEE CDC'93, San Antonio (USA)*, Vol. 3: pp. 1954-1959, 1993.
- Hao L.Y, Yang G.H. Robust fault tolerant control based on sliding mode method for uncertain linear systems with quantization. *ISA Transactions* 2013 ; 52(5): 600–610.
- Hung, J.Y, Wb Gao, Hung J.C. Variable structure control: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40(1): pp. 2-21, 1993.
- Isermann R, Balle P. Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. *Control Engineering Practice*, Vol. 5: pp. 709–719, 1997.
- Isermann R. *Fault-Diagnosis Applications Model-Based Condition Monitoring: Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*. Springer-Verlag Berlin, 2011.
- Jamouli H. *Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et le commande tolérante aux défauts*. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy1, Décembre 2003.
- Jiang J, Xiang Y. Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches. *Annual Reviews in Control*, Vol. 36(1): pp. 60–72, 2012.
- Jones C.N. *Reconfigurable flight control: First year report*. Technical report, Cambridge University, 2005.
- Khalil H. K. High-gain observers in nonlinear feedback control. *In Proceedings of the IEEE ICCAS'08, Seoul (Korea)*, October 2008.
- Keliris C, Polycarpou M.M, Parisini T. An Integrated Learning and Filtering Approach for Fault Diagnosis of a Class of Nonlinear Dynamical Systems. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, Vol. 32(99): pp. 1-17, 2016.

- Kim K.H. Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a PMSM through current harmonic monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58(6): pp. 2565-2568, 2011.
- Klinkhieo S. *On-line Estimation Approaches to Fault-Tolerant Control of Uncertain Systems*. PhD Thesis, University of Hull, 2009.
- Kommuri SK, Rath JJ, Veluvolu K, Defoort M, Soh YC. Decoupled current control and sensor fault detection with second-order sliding mode for induction motor. *IET Control Theory Appl*, Vol. 9(4): pp. 608–617, 2015.
- Konstantinos NG, Dionysios VS, Joya CK, Epaminondas DM. A Novel approach for broken bar fault diagnosis in induction motors through torque monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 28(2): pp. 267-277, 2013.
- Krause PC, Wasynczuk O, Sudhoff SD. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons, 2002.
- Lan J, Patton R.J. A new strategy for integration of fault estimation within fault-tolerant control. *Automatica*, Vol. 69: pp. 48–59, 2016.
- Liu L. *Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors*. PhD Thesis, Florida State University, college of engineering, Florida, 2006.
- Mekki H**, Benzineb O, Boukhetala D, Chrifi-Alaoui L, Tadjine M. Fault Tolerant Design for Permanent Magnet Synchronous Motor using Fuzzy Speed Controller. *4th IFAC Conference on Intelligent Control and Automation Sciences ICONS 2016*, Vol. 49(5): pp. 315–320, Reims-France, 2016.
- Mekki H**, Benzineb O, Boukhetala D, Tadjine M, Benbouzid M. Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems. *ISA Transactions*. Vol. 52(1), pp. 340–351, 2015.
- Mekki H**, Benzineb O, Boukhetala D, Tadjine M, Chrifi-Alaoui L. Internal Model based Fault Tolerant Control Strategy for PMS Motors. *IEEE Second World Conference on Complex Systems (WCCS'14)*, pp. 311-316, Agadir-Morocco. 2014, (a).
- Mekki H**, Benzineb O, Boukhetala D, Tadjine M, “Design of a Fault Tolerant Control Strategy for a class of Induction Motor Drives”, *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology*, Vol. 1, pp 33-39, 2014, (b).
- Mekki H**. Benzineb O, Boukhetala D. Hybrid field oriented-sliding mode robust control using high gain observer for induction motor. *3<sup>rd</sup> International Science and Technology Conference, ISTE'12*, pp. 599-606, Sharjah-UAE. 2012.
- Mekki H**, Benzineb O, Boukhetala D, Tadjine M. Fault Tolerant Control based Sliding Mode Application to Induction Motor. *The International Conference on Control, Engineering & Information Technology, CEIT'13*, Sousse, Tunisia, June 2013.
- Mullhaupt P.H, Valentinotti S, Srinivasan B, Bonvin D. Asymptotic rejection of nonvanishing disturbances despite plant–model mismatch. *Int. J. Adapt. Control Signal Process*, Vol. 26: pp. 1090–1110, 2012.
- Nandi S, Toliyat H.A, Li X. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20(4): pp. 719–729, 2005.
- Niemann H, Stoustrup J. Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum a case study. *Control Engineering Practice*, Vol. 13: pp. 1047-1059, 2005.
- Noura H, Sauter D, Hamelin F, Theilliol D. Fault tolerant control in dynamic systems application to a winding machine. *IEEE Control Magazine*, pp. 33-49, 2000.
- Noura H, Theilliol D, Ponsart J.C, Chamseddine A. *Fault -tolerant Control Systems Design and Practical Applications*. Springer-Verlag London, 2009.
- Patton R.J. Fault Tolerant Control Systems: The 1997 Situation. In *Proceedings of the IFAC Safe process, Hull-United Kingdom*, pp. 1033-1055, 1997.

- Patton R.J, Chen J. A study on neuro-fuzzy systems for fault diagnosis. *International Journal of Systems Science*, Vol. 31(11): pp. 1441–1448, 2000.
- Prashant M, Jinfeng L, Panagiotis D.C. *Fault-Tolerant Process Control Methods and Applications*. Springer-Verlag London, 2013.
- Qian H, Peng Y, Yang G. Reduced-order observer-based fault estimation and fault-tolerant control for a class of discrete Lipschitz nonlinear systems. *Optimal Control Applications and Methods*, Vol. 37(6): pp. 1236–1262, 2016.
- Raisemche A, Boukhni M, Larouci C, Diallo D. Two Active Fault-Tolerant Control Schemes of Induction-Motor Drive in EV or HEV. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 63(1): pp. 19-29, 2014.
- Razik H. Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de Défaillance-état de l'art. *La revue 3EI*, Vol. 29: pp. 48-52, 2002.
- Rodrigues M. *Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles*. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy1, 2005.
- Sadeghian A, Zhongming Y, Bin W. Online detection of broken rotor bars in induction motors by wavelet packet decomposition and artificial neural networks. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58(7): pp. 2253-2263, 2009.
- Schoen R.R, Habetler T.G, Kamran F, Bartfield R.G. Motor bearing damage detection using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Application*, Vol. 31(6): pp. 1274–1279, 1995.
- Shtessel Y, Edwards C, Fridman L, Levant A. *Sliding Mode Control and Observation*. Springer Science and Business Media, New York, 2014.
- Slotine, J.J. (1984). Sliding controller design for nonlinear system. *International Journal of Control*. Vol. 4(2): pp 421-434, 1984.
- Tabbache B, Rizoug N, Benbouzid M, Kheloui A.A. Control Reconfiguration Strategy for Post-Sensor FTC in Induction Motor Based EVs. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 62(3): pp. 965–971, 2013.
- Teng Q, Zhu J, Wang T, Lei G. Fault Tolerant Direct Torque Control of Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors. *WSEAS Transactions on Systems*, Vol. 11(8): pp 465- 476, 2012.
- Utkin, V. (1977). Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 22(2): pp. 212–222, 1977.
- Utkin, V, Guldner J, Shi J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. New York: Taylor & Francis, 1999.
- Vas P. (1990). *Vector control of AC machines*, Oxford University Press, 1990.
- Veluvolu KC, Soh YC. Fault reconstruction and state estimation with sliding mode observers for Lipschitz non-linear systems. *IET Control Theory Appl*, Vol. 5 (11): pp.1255–1263, 2011.
- Wang T, Xie W, Zhang Y. Sliding mode fault tolerant control dealing with modeling uncertainties and actuator faults. *ISA Transactions*, Vol. 51(3): pp. 386–392, 2012.
- Wang Y, Chu KC, Tsao TC. 2009. Adaptive Rejection of Stochastic and Deterministic Sinusoidal Disturbances with Unknown Frequency. *American Control Conference (ACC'2009)*, St-Louis USA, pp.5641-5646, 2009.
- Yan XG, Edwards C. Adaptive sliding-mode-observer-based fault reconstruction for nonlinear systems with Parametric Uncertainties. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55(11): pp. 4029-4036, 2008.

## Bibliographie

- Yang G-H, Wang H. Fault Detection and Isolation for a Class of Uncertain State-Feedback Fuzzy Control Systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 23(1): pp. 139-151, 2015.
- Zhang P, Du Y, Habetler T.G, Lu B. 2011. A Survey of Condition Monitoring and Protection Methods for Medium-Voltage Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47(1): pp. 34- 46, 2011.
- Zhang Y.M, Jiang J. Bibliographic review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, Vol. 32(2): pp. 229–252, 2008.
- Zhang K, Jiang B, Yan X-G, Mao Z. Sliding mode observer based incipient sensor fault detection with application to high-speed railway traction device. *ISA Transactions*, Vol. 63: pp. 49–59, 2016.
- Ziqian L, Qunjing W. Hybrid control with sliding–mode plus self–tuning PI for electrical machines. *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 59(3): pp. 113–121, 2008.
- Zolghadri A, Henry D, Cieslak J, Efimov D, Goupil P. *Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control and Guidance for Aerospace Vehicles*. Springer-Verlag London, 2014.

**ملخص-** إشكالية التسامح مع الخطأ تنتمي إلى مجال التحكم في النظم المعقدة، حيث تكتسي المعلومات والخبرات متعددة التخصصات أهمية بالغة في دراسة وتطوير قوانين التحكم. يقترح هذا العمل ثلاث استراتيجيات تحكم متحمل للخلل (FTC) مخصصة للآلات الكهربائية مثل المحركات التزامنية (MSAP) واللاتزامنية (MAS) في وجود عيوب نموذجية. لهذا الغرض، تم اعتماد طريقة التحكم الانزلاقي (SMC) مع وجود سطح انزلاق تكاملي. هذه الأخيرة تظهر تتبع جيد للإشارات المرجعية المطلوبة من طرف مخارج النظام في وقت محدود، وأسفرت عن دينامية أفضل وأداء مضاد للتشويش (السلبية FTC). وعلى الرغم من ذلك، لا يمكن للتحكم الانزلاقي التعامل مباشرة مع خلل النظام. إثر ذلك، تم إقتراح مزيج مناسب بين التحكم الانزلاقي واعتماد النموذج الداخلي لمحو تأثير الخلل. على الرغم من هذه الميزة، ال FTC الضمنية لا تكون فعالة إلا عندما تعرف خصائص الخلل مسبقاً. في الواقع، من أجل حل مشاكل التحكم المتسامح مع الخطأ السلبي والضمني، إضافة لكشف وعزل الخلل لجأنا إلى تطبيق تقنية جديدة تمزج بين التحكم المقترح (SMC) والمراقب الانزلاقي (SMO). حيث يتم استثمار هذه المراقبة لكشف وإعادة بناء أثر الخلل مباشرة، وأيضاً لتخمين بعض القيم صعبة القياس. وبالتالي، يمكن تحقيق التسامح مع فئة واسعة من الخلل المضاف (FTC النشطة). تم إثبات الاستقرار وفقاً لنظرية Lyapunov والنتائج التي تم الحصول عليها في حال غياب أو وجود الخلل تؤكد مصداقية النهج المقترح.

**كلمات مفتاح :** التحكم المسامح للخلل (FTC)، FTC السلبية، FTC الضمنية، FTC النشطة، التحكم الانزلاقي، المراقب الانزلاقي، الآلة الكهربائية التزامنية، الآلة الكهربائية اللاتزامنية، كشف وعزل الخلل.

**Abstract-**The Fault-Tolerant Control (FTC) problem belongs to the field of complex control systems in which inter-disciplinary control information and expertise are required. This work proposes three improved FTC schemes for electrical machines (PMSM and IM) with typical faults. For this purpose, a sliding mode controller (SMC) with an integral sliding surface is adopted. This controller can ensure a good performance and disturbance rejection (passive FTC). Nevertheless, this controller cannot take into account the fault effects on the system. However, an appropriate combination between the SMC and the internal model can lead to fault effect compensation. Despite this advantage, the designed implicit FTC take place only when the faults characteristics are known a priori. To overcome this problem, a sliding mode observer SMO is designed to reconstruct the faults and also to give a sensorless control law. This later can tolerate a wide class of total additive failures (Active FTC). The closed-loop stability is proved by using the Lyapunov stability theory. The obtained results in healthy and faulty condition confirm the reliability of the suggested framework.

**Keywords-** Fault-Tolerant Control (FTC), Passive FTC, Implicit FTC, Active FTC, Sliding Mode Control and Observer (SMC and SMO), Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM), Induction Motor (IM), Fault Detection and Reconstruction.

**Résumé-**Le problème de la tolérance aux défauts (FTC) appartient au domaine de la commande des systèmes complexes dans lesquels l'information et l'expertise interdisciplinaires sont nécessaires. Ce travail propose trois stratégies de commande FTC dédiées aux systèmes d'entraînements électriques MSAP et MAS en présence de défauts typiques. A cet effet, une commande par mode glissant (SMC), dotée d'une surface de glissement intégrale, est adoptée. Cette dernière peut ramener la sortie à suivre le signal de référence avec de meilleures performances dynamiques et statiques en présence de perturbations (FTC passive). Cependant, la commande SMC ne peut pas prendre en compte l'effet des défauts du système. En effet, une combinaison appropriée entre la SMC adoptée et le modèle interne peut compenser l'effet des défauts. Malgré cet avantage, la FTC implicite conçue ne peut être efficace que lieu que lorsque les caractéristiques de défauts sont connues a priori. En effet, pour résoudre les problèmes des approches passives et implicites, une combinaison entre la commande robuste proposée (SMC) et l'observateur SMO est proposée où l'observateur est utilisé pour détecter et reconstruire les défauts en ligne et pour estimer une partie du vecteur d'états. Par conséquent, cette combinaison peut étendre la tolérance à une large classe de défauts additive (FTC Active). La stabilité en boucle fermée est prouvée selon le théorème de Lyapunov. Les résultats obtenus dans l'état sain et en présence de défauts confirment la faisabilité des approches proposées.

**Mots clés-** Commande Tolérante aux Défauts (FTC), FTC Implicite, FTC Passive, FTC Active, Commande et Observateur par Mode Glissant (SMC et SMO), Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), Machine Asynchrone (MAS), Détection et Reconstruction de Défauts.