

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département d'Automatique

Projet de fin d'études

*Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Automatique*

THÈME

**Diagnostic et Commande Tolérante aux défauts
Appliqués à une Machine Asynchrone.**

Etudié par :

RAHMOUNE Imad

BACHIOUA Toufik

Proposé et dirigé par :

Dr. O. BENZINEB

Pr. MS. BOUCHERIT

Juin 2011

*Ecole Nationale Polytechnique 10, avenue Hassen Badi BP182 El-Harrach
16200 Alger (Algérie)*

Abstract:

This work deals with diagnosis and Fault Tolerant Control (FTC) of the induction motor (IM). After presentation of a state of the art on the techniques of diagnosis and FTC systems, mathematical models of the motor, the disturbances as well as the faults signals have been developed to study the machine's behavior in different cases. The unknown torque load and parametric variations are compensated by the backstepping and sliding mode passive fault tolerant control (PFTC), but the detection and the compensation of the faults require the application of the active fault tolerant control (AFTC). Therefore, we elaborate a fault detection and diagnosis (FDD) block. Then, in order to compensate for the effects of the faults, we apply two techniques. We propose also a new method for this aim.

Key words: *fault tolerant control, induction motor, Backstepping control, sliding mode control, passive fault tolerant control, fault diagnosis and detection.*

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne le diagnostic et la commande tolérante aux défauts ainsi que son application à la machine asynchrone. Après une présentation d'un état de l'art sur les techniques de diagnostic et les systèmes FTC, nous élaborant le modèle de la MAS en présence des perturbations paramétriques et des défauts. Ces modèles nous ont permis d'étudier le comportement dynamique de la MAS dans les différents régimes de fonctionnement. La commande PFTC par mode de glissement et par backstepping que nous avons synthétisé est robuste vis-à-vis les perturbations paramétriques et le couple de charge mais la détection et la compensation des défauts nécessitent l'application de la commande active tolérante aux défauts (AFTC). Pour cela, on a élaboré un bloc FDD pour la détection et l'isolation des défauts. Ensuite, afin de compenser les effets des défauts, nous appliquons deux techniques. Une nouvelle technique qu'on propose également dans ce but.

Mots clés: *commande tolérante aux défauts, machine asynchrone commande par backstepping, commande par le mode glissant, détection et isolation des défauts.*

ملخص:

يهدف العمل المقدم في هذه المذكرة الى عرض تقنيات تشخيص الاعطاب والتحكم المتحمل للخلل وكذا تطبيقها على الالة الكهربائية اللا التزامنية. بعد تقديم حالة فنية عن تقنيات تشخيص الاعطاب وعرض لمجموعة تقنيات التحكم المتحمل للخلل، قمنا بإنجاز نمذجة رياضية للالة، لإشارات التشويش وكذا الخلل الذي قد يصيب الماكنة. هذه النماذج سمحت لنا بدراسة استجابة الالة في مختلف حالات و شروط العمل. نتائج المحاكاة بينت ان طرق التحكم الخامل المتحمل للخلل بواسطة نمط الانزلاق والتراجعي يكون مكين بالنسبة للعزم المقاوم والتغيرات في عوامل الالة، كما بينت عدم نجاعتها على محو اثر الخلل. لذلك لجانا الى تطبيق تقنية التحكم المتحمل للخلل النشيط التي تم عرضها بالتفصيل وتطبيقها على الالة. بعد ذلك تم اقتراح طريقة اخرى يمكنها محو اثر الخلل. نتائج المحاكاة بينت نجاعة هذه التقنيات.

كلمات مفتاحية: طرق التحكم المتحمل للخلل، الالة الكهربائية اللا التزامنية، التحكم ذو نمط الانزلاق، التحكم التراجعي، كشف وعزل الخلل.

Remerciement

Ce travail a été effectué au sein de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de nos deux promoteurs Mr O. BENZINEB et Mr MS. BOUCHERIT Auxquels nous tenons à exprimer nos plus sincères remerciements pour leurs précieux conseils, leur disponibilité, leurs aide et leurs patience tout au long de notre travail.

Nous tenons à remercier Mr M.TADJINE pour son aide sa disponibilité ainsi que son professionnalisme durant toute l'année ce qui nous a permet de mener ce travail à terme.

Nous remercions les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'examiner notre travail.

J'exprime mes profondes gratitude à mon ami et mon frère B.Farid, à qui sans lui je ne serais plus ce que je suis, pour son soutien, son aide, ses conseils et son professionnalisme durant tous mon parcours académique ainsi qu'à ces parents (Imad).

Nous remercions nos enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique pour leurs efforts voués à nous transmettre le savoir, en particulier ceux du département d'Automatique.

Nous tenons à exprimer notre très grande gratitude, et notre profonde affection à nos chers parents pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien, durant toutes ces années d'études.

Nous remercions également tous nos amis et camarades, pour leurs encouragements et leur précieux soutien.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à :

Mes parents surtout ma chère mère;

Mon cher ami Farid ;

*Mes frères et mes sœurs et leurs
enfants surtout le petit ABDOU;*

*Toute ma grande famille de près et
de loin ;*

A Mon ami d'enfance K. Djallel;

Mon ami B. Rafik;

*Tous mes amis de l'ENP et de
l'université de Bejaïa.*

Imad.

Dédicaces

Je tiens à remercier mes précieux parents qui m'ont donné le jour et m'ont apporté le soutien financier et moral si nécessaires à mes études ; à mes frères et leurs femmes, ma sœur et leur mari, à ma petite sœur YOUSRA, à mes amis chacun à son nom.

Toufik

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC DE LA MACHINE	
ASYNCHRONE.....	4
1.1 Introduction	5
1.2 Les défaillances des machines asynchrones et leurs origines	5
1.2.1 Types des défauts de la machine asynchrone	7
1.2.3 Défaillance d'ordre électriques et leurs fréquences caractéristiques.....	8
1.2.3.1 Défauts du stator	8
1.2.3.2 Défauts du rotor	9
1.2.4 Défaillance d'ordre mécanique et leurs fréquences caractéristiques.....	10
1.2.4.1 Défaut d'excentricité.....	10
1.2.4.2 Défauts de roulement	11
1.3 Le diagnostic de la machine asynchrone.....	13
1.3.1 Méthodes de diagnostic avec connaissance a priori (approche modèle)	13
1.3.1.1 La surveillance par les observateurs	14
1.3.1.2 La surveillance par redondance analytique (espace de parité).....	14
1.3.1.3 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique.....	14
1.3.2 Méthodes de diagnostic sans connaissance a priori (approche signal)	14
1.3.2.1 Les grandeurs à analyser	15
1.3.2.3 Les outils utilisés pour l'analyse	16
1.3.2.3.1 La transformé de Fourier	16
1.3.2.3.2 Transformé de Fourier rapide (FFT)	16
1.3.2.3.3 Le Périodogramme	17
1.3.2.3.4 Analyses temps –fréquence	17
1.3.2.3.5 Analyses temps –échelle (analyse par ondelette)	18
1.3.3 Méthodes d'intelligence artificielle	18
1.3.3.1 Techniques à bases d'IA	19
1.3.3.2 Diagnostic basé sur les réseaux neurone	19
1.3.3.3 Diagnostic basé sur la logique floue	19
1.3.4 Simulations	19
1.4 Conclusion	21
CHAPITRE 2 :ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS	22
2.1 Introduction	23
2.2 Positionnement du problème	23
2.3 Définitions et concepts	25
2.4 Les différents types de défauts	25
2.4.1 Classification selon leurs types	25
2.4.1.1 Les défauts actionneurs.....	25
2.4.1.2 Les défauts capteurs	26
2.4.1.3 Les défauts composants ou systèmes	26
2.4.2 Classification selon leurs Caractéristiques temporelles.....	27

2.5	Modélisation des défauts	28
2.5.1	Défauts multiplicatifs	28
2.5.1.1	Les défauts actionneurs	29
2.5.1.2	Les défauts capteurs	29
2.5.2	Défauts additifs	30
2.5.2.1	Les défauts capteurs et actionneurs	31
2.6	Modélisation des perturbations	31
2.7	La commande tolérante aux défauts	32
2.7.1	Approche passive	32
2.7.2	Approche active	33
2.8	Conclusion.....	39
CHAPITRE 3 : MODELISATION EN VUE DU DIAGNOSTIC DE LA MACHINE		
ASYNCHRONE.....		
3.1	Introduction	41
3.2	Description de la machine asynchrone	41
3.3	Modélisation de la machine asynchrone triphasée	43
3.3.1	Hypothèses de départ	43
3.3.2	Equations électriques	44
3.3.3	Equations magnétiques	44
3.4	Modèle de la machine dans le système d'axes d, q	45
3.4.1	Transformation de Park Appliquée à la MAS.....	46
3.4.2	Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé.....	47
3.4.3	Equation électromagnétique et mécanique	48
3.5	Mise en équation d'état	48
3.5.1	Perturbations paramétriques.....	50
3.6	Modèle de la MAS en présence de défauts	51
3.6.1	Modélisation des harmoniques causés par les défauts	52
3.6.2	Effet sur le modèle	54
3.6.3	Exemples.....	54
3.7	Simulations.....	55
3.8	Conclusion.....	60
CHAPITRE 4 : COMMANDE FTC PASSIVE BASEE SUR LE PRINCIPE DE LA		
COMMANDE VECTORIELLE ET L'OBSERVATEUR NON LINEAIRE		
4.2	Principe de la commande vectorielle	62
4.3	Commande par le mode de glissement.....	63
4.3.1	Principe	63
4.3.2	Système à structure variable	64
4.3.3	Choix de la surface de glissement.....	65
4.3.4	Condition de convergence et d'existence	65
4.3.5	Calcul de la commande	65
4.3.6	Application à la MAS	66
4.3.6.1	Le degré relatif du système	67
4.3.6.2	Synthèse de la loi de commande	67
4.3.7	Résultats de simulations.....	68

4.4	Commande par le backstepping	73
4.4.1	Application du backstepping à la commande de la MAS	73
4.4.2	Résultats de simulations	75
4.5	Synthèse dans le repère $\alpha\beta$	80
4.5.2	Simulation	82
4.6	Observateur adaptatif	87
4.6.1	Définition	87
4.6.2	Observateur adaptatif de la MAS	87
4.6.2.1	Observateur du flux	87
4.6.2.2	Observateur du couple de charge	89
4.6.2.3	Simulations	90
4.7	Conclusion	92
CHAPITRE5 : COMMANDE TOLERANTE ACTIVE DE LA MAS PAR MODELE INTERNE		93
5.1	Introduction	94
5.2	Stratégie de Reconfiguration	94
5.3	Application à la MAS	95
5.3.1	Le système d'erreurs	97
5.3.2	Modèle interne et commande additive	99
5.3.2.1	Première approche par la résolution de l'équation de Sylvester	99
5.3.2.2	Deuxième Approche par la fonction de Lyapunov	101
5.3.2.3	Nouvelle approche proposée	102
5.4	Simulations	103
5.4.1	Sans test de robustesse	103
5.4.1.1	Deuxième approche FTC	104
5.4.1.2	La nouvelle approche FTC proposée	106
5.4.2	Avec test de robustesse	108
5.4.2.1	Deuxième approche par la fonction de Lyapunov	109
5.4.2.2	La nouvelle approche FTC proposée	111
5.5	Comparaison des deux approches	112
5.6	Conclusion	117
CONCLUSION GENERALE		118
ANNEXE		120
BIBLIOGRAPHIE		121

Table des figures

Figure 1-1 : Distribution des défauts des machines asynchrones.....	6
Figure 1-2 : Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique.....	7
Figure 1-3 : Les défauts d'excentricité.	10
Figure 1-4: Structure d'un roulement à billes.....	12
Figure 1-5 : Un défaut rotorique.....	20
Figure 1-6 : Deux défauts statorique et rotorique.....	21
Figure 2-1 : Problème de la commande tolérante aux défauts.	25
Figure 2-2 : types de défauts.	27
Figure 2-3 : Défauts additifs et multiplicatifs.....	27
Figure 2-4 : Evolutions temporelles de différents types de défauts.	29
Figure 2-5 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.	34
Figure 3-1 : Représentation des éléments d'une machine asynchrone.....	43
Figure 3-2 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.	45
Figure 3-3 : Modèle de la machine après transformation de Park.....	47
Figure 3-4: Comportement de la machine sans aucune charge.	58
Figure 3-5: Simulation de l'effet du couple de charge.....	59
Figure 3-6: Effet d'une variation de 80% des paramètres résistive et mécaniques.	60
Figure 3-7: Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).	61
Figure 4-1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	66
Figure 4-2: Absence de défauts.	71
Figure 4-3: Présence d'un seul défaut.	72
Figure 4-4: Présence de deux défauts.....	73
Figure4-5: Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.	74
Figure 4-6: Absence de défauts.	78
Figure 4-7: Présence d'un seul défaut.	79
Figure 4-8: Présence de deux défauts.....	80
Figure 4-9: Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.	81
Figure 4-10: Absence de défauts.	85
Figure 4-12: Présence de deux défauts.....	87
Figure 4-13: Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.	88
Figure 4-14: Observateur adaptatif du flux et de la résistance rotorique et du couple de charge. .	93
Figure5-2: Présence d'un seul défaut.	107
Figure 5-3: Présence de deux défauts.....	108
Figure 5-4: Présence d'un seul défaut.	109
Figure 5-5: Présence de deux défauts.....	110
Figure 5-6: Présence d'un seul défaut.....	112
Figure 5-7: Présence de deux défauts.....	113
Figure 5-8: Présence d'un défaut.	114
Figure 5-9: Présence de deux défauts.....	115

Nomenclature

I. Symboles

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases.

A_i, φ_i : Amplitude et phase de défaut respectivement

B : Matrice d'entrée.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

D_b : Diamètre des billes.

D_c : Distance du centre des billes,

f : Coefficient de frottement.

f_a : Fréquence d'alimentation.

f_i : Fréquence caractéristique du défaut.

f_r : Fréquence de rotation.

f_{ro} : Fréquences détectables dans le spectre du courant

f_{vib} : L'une des fréquences des vibrations mécaniques.

F, G : Matrices de dimensions adéquates.

g : Glissement.

I_A et I_B : Courants des phases (A, B) du moteur.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques.

$(i_{sd})_{ref}, (i_{sq})_{ref}$: Courants de référence.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques.

J : Moment d'inertie.

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

M : L'unique solution de l'équation de Sylvester.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

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

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

N : Ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator.

n_b : Nombre de billes.

n_d : Ordre d'excentricité.

n_f : Nombre des harmoniques générées par tous les défauts.

p : Nombre de paires de pôles.

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de PARK.

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

S : Matrice dynamique.

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

u_c : Terme de compensation.

u_{ad} : Terme aditif.

u_{nom} : Commande nominale.

u : Commande globale.

(u, v) : Axes fixés par rapport au champ tournant.
 V : Perturbations des défauts.
 V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentation des phases statoriques.
 V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
 V_{sd}, V_{sq} : Loi de commande.
 z : Etat du système exogène.
 Φ_d^d : Flux rotorique référence.
 $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
 $\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques.
 ω_a : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.
 ω : Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.
 ω_i : Pulsation caractéristique du défaut.
 $\hat{\omega}_i$: Pulsation caractéristique du défaut estimée.
 ω_r^d : Vitesse électrique de référence.
 θ : Angle électrique.
 θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe Sa et l'axe d.
 θ_s : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator.
 Ω_r : Vitesse mécanique.
 (α, β) : Axes fixés au stator.

II. Abréviations

FDD: Détection et diagnostic des défauts (Fault Detection and Diagnosis).
 FDI: Détection et isolation des défauts (Fault Detection and Isolation).
 FTC: Commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control).
 PFTC : Commande tolérante aux défauts passive.
 AFTC : Commande tolérante aux défauts active.
 MAS: Machine Asynchrone.
 MCSA: Motors current signature analyses.
 TFD: Transformé de Fourier Discrète
 FFT: Fast Fourier Transform.
 TFR : Transformé de Fourier Rapide.
 IA : Intelligence Artificielle.
 RNA: Réseaux de Neurone Artificiels.
 FDP: Fonction de Lyapunov Défini Positive.
 FDN: Fonction de Lyapunov Défini négative.
 GAS: Globalement Asymptotiquement Stable.
 MG : Mode de Glissement.

INTRODUCTION GENERALE

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité, de reconfigurabilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire. En revanche, ces évolutions ont rendu les systèmes plus vulnérables aux défauts.

Ces défauts, lorsqu'ils apparaissent dans un système critique, sont la cause des pertes humaines et économiques énormes. Il y a eu de nombreux incidents dramatiques suite à des pannes dans des systèmes critiques:

- L'explosion nucléaire de Tchernobyl, en Ukraine, le 26 avril 1986 : plus de 15000 morts et de 50000 blessés. Des millions de personnes ont été longtemps exposées aux radiations en Ukraine, Biélorussie, et en Russie.
- L'explosion de Ariane 5 le 4 juin 1996, suite à un défaut dans l'unité interne de référence dont le rôle est de fournir des informations sur l'altitude et la trajectoire au système de contrôle.

Ces exemples motivent clairement, la nécessité de la détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts mais une insuffisance pour garantir la sûreté de fonctionnement car il est indispensable de modifier la loi de commande en temps réel afin de maintenir la stabilité du système et de garantir ainsi un fonctionnement acceptable en mode dégradé. Ainsi, il est nécessaire d'associer au diagnostic une loi de commande tolérante aux défauts (Fault-Tolerant Control : FTC).

Un système de commande tolérant aux défauts permet de traiter des défauts imprévus mais nécessite une technique de détection et d'isolation de défauts (Fault Detection and Identification : FDI) et une méthode de reconfiguration de la loi de commande afin de compenser les effets des défauts et de respecter les contraintes de performance. Le problème dans ce système, est l'intégration des blocs *FTC* et *FDD*. La majorité des approches dans la littérature se concentrent sur l'une de ces deux parties en considérant que l'autre est absente ou qu'elle est parfaite. Il est très important de réaliser l'une des deux parties en considérant la présence et l'imperfection de l'autre.

Pour régler ce problème nous proposons une technique : la commande explicitement tolérante aux défauts. L'idée de base de cette technique, est la conception d'un bloc FDI capable d'estimer les fréquences des défauts en ligne, ensuite la conception d'un modèle interne capable de compenser leurs effets.

Les machines asynchrones sont des éléments importants dans les applications électromécaniques et dans les processus industriels. Une panne dans une machine peut causer l'arrêt de l'unité de production ou nécessiter l'utilisation d'un équipement redondant pour contourner le problème.

De nombreuses défaillances peuvent apparaître au niveau du rotor ou du stator d'une machine asynchrone. Elles peuvent être électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont très variées. En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques dans les courants de la machine. Ces fréquences dépendent des caractéristiques de la machine.

L'objectif de ce mémoire est la mise en œuvre des techniques de commande tolérante aux défauts et de les appliquer à la machine asynchrone. Nous l'avons organisé en cinq chapitres. Dans le premier chapitre, l'état de l'art du diagnostic et les différentes défaillances de la MAS sont abordés. Dans un premier temps, on va mettre l'accent sur les différents types de défaillances qu'elle peut présenter. Puis, les différentes approches pouvant être utilisées dans le diagnostic sont présentées. On s'attardera sur la méthode MCSA (Motor Current Signature Analysis) ou on présentera quelques simulations.

Au second chapitre on présente un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et les orientations de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine, aussi nous allons donner une idée détaillée sur les différents axes de recherche ainsi que les travaux effectués dans ce domaine. Chaque méthode de commande *FTC* fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.

Le troisième chapitre permet de revenir rapidement sur la modélisation de la MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park, on obtient la représentation dans le repère biphasé. Puis on introduit les perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine. Le chapitre se termine par des simulations en boucle ouverte dans les différentes situations.

Le quatrième chapitre traite l'approche FTC passive qui n'est rien d'autre qu'une commande robuste. Nous synthétiserons les commandes par le mode glissant et par backstepping, qui sont basées sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Ensuite, nous synthétiserons une commande par le mode glissant dans le repère $(\alpha\beta)$. Puis, un observateur adaptatif est dimensionné pour estimer les variables d'états du flux rotorique, le couple de charge et de la résistance rotorique.

Le cinquième chapitre est consacré à la commande tolérante aux défauts par backstepping de la MAS, qui est une technique de compensation explicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne un terme additif qu'on ajoute à la commande nominale. L'approche que nous avons tirée de la littérature repose sur la résolution d'une équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients. Ces inconvénients ont été éliminés par une approche par la fonction de Lyapunov développé dans [8]. Ainsi, une nouvelle approche du calcul du modèle interne est développée qui est basée sur la fonction de Lyapunov.

On termine ce chapitre par la comparaison des deux approches à travers les simulations qui montre l'apport de l'approche que nous avons développée par rapport à celle développée dans [8].

Pour finir, une conclusion générale donnera une synthèse sur le travail effectué, et résumera les principaux résultats obtenus.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART SUR LE DIAGNOSTIC DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

1.1 Introduction

Le mot diagnostic peut avoir plusieurs interprétations selon le contexte et le domaine d'application. Le diagnostic des procédés industriels a pour objet de trouver la cause d'une défaillance ou d'un défaut. La définition de ce dernier, adoptée par les instances internationales de normalisation (AFNOR, CEI), est la suivante : « Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test».

En général, lorsqu'on parle de diagnostic des défauts, on se réfère à la procédure de détection et d'isolation de ces derniers, que l'on retrouve souvent sous le nom: FDI (Fault Detection and Isolation, en anglais). Le rôle d'une telle procédure est de fournir une information sur l'apparition d'un défaut et sa provenance le plus rapidement possible. Les méthodes de détection et de localisation des défauts ont connu un essor considérable depuis le début des années 70.

1.2 Les défaillances des machines asynchrones et leurs origines

Un défaut dans un composant peut résulter d'une usure normale, d'une mauvaise conception, d'un mauvais montage (désalignement), d'une mauvaise utilisation, ou d'une combinaison de ces différentes causes. Si un défaut n'est pas détecté suffisamment tôt, il peut entraîner la dégradation complète de la machine. Plusieurs études statistiques ont été effectuées afin de déterminer la répartition des pannes dans les différentes parties des machines, par différents groupes industriels. Les résultats des études les plus significatives [16,17] sont données dans le tableau suivant (Tab.2-1) :

Défauts	IEEE	EPRI
Roulements	44%	41%
Stator	26%	37%
Rotor	8%	10%
Autres	22%	12%

Tableau 1-1: Répartition des défauts (IEEE, EPRI) [3,4].

Selon l'étude effectuée par la compagnie "General Electric", a été publiée dans EPRI (Electric Power Research Institute) [17] ; elle couvre environ 5000 moteurs, dont approximativement 97% étaient des moteurs asynchrones triphasés à cage.

La figure 1.1 récapitule la distribution des défauts dans les moteurs examinés dans cette étude. Il faut noter que cette figure représente des données de machines fonctionnant dans différentes applications et dans différentes branches dans l'industrie. Il est connu que l'occurrence d'un type quelconque de défauts dépend fortement de l'application spécifique de la machine. Par exemple, il a été constaté que dans des machines asynchrones à cages, les défauts de la cage rotorique sont plus élevés que les défauts d'enroulement statorique pour les applications où la machine est fréquemment arrêtée et remise en marche sous une charge importante (machines à outils et les industries minières).

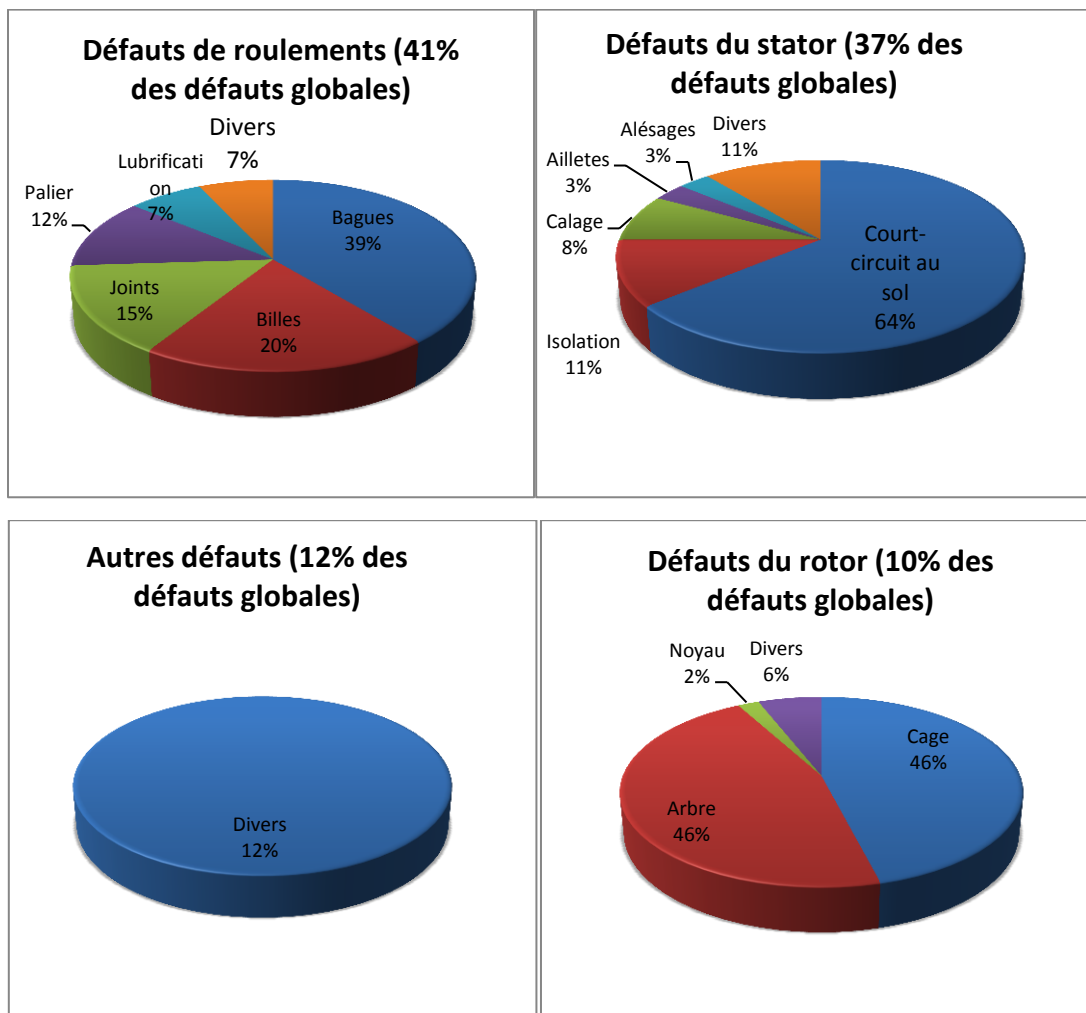


Figure 1-1 : Distribution des défauts des machines asynchrones [17].

La figure 1.2 résumant le travail de Thorsen et Dalva [18], met en évidence la distribution de défauts parmi les composantes défectueuses dans 483 grands moteurs asynchrones fonctionnant dans un même domaine lié à l'industrie pétrochimique. De tels moteurs fonctionnent très souvent en conditions extrêmes dans des activités sous-marines. Ils sont souvent directement amorcés, ce qui génère de grands courants de démarrage et des variations de couple importantes. Ces conditions sont nocives pour le moteur, et mènent à l'usure rapide des différents composants de la machine. Comparant les résultats de ce travail à EPRI (figure 1.1), il apparaît clairement que l'occurrence d'un type spécifique de défaut dépend considérablement de l'application spécifique de la machine et de l'environnement de fonctionnement.

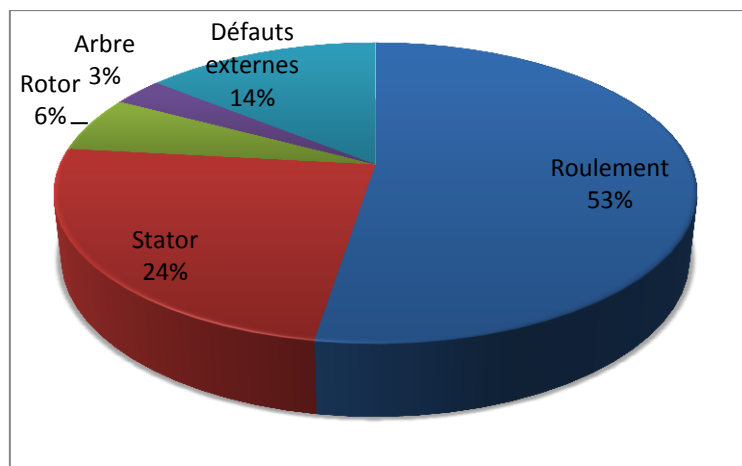


Figure 1-2 : Distribution des défauts des machines électriques fonctionnant dans l'industrie pétrochimique [18].

Il est important d'avoir une idée de la dépendance de la panne à l'environnement. Thorsen et Dalva indiquent que le taux de panne pour des moteurs utilisés en extérieur, où l'environnement est humide (aux usines terrestres et en mer par exemple), peut-être 2, 5 fois plus grand que le taux d'échec pour des moteurs utilisés à l'intérieur.

1.2.1 Types des défauts de la machine asynchrone

Quoique robuste, la machine asynchrone peut présenter différents types de défauts qui peuvent être classifiés comme suit [19,20] :

- Les défauts du stator qui résultent d'un défaut dans un ou plusieurs enroulements de phase statorique, ou d'un mauvais raccordement des enroulements statoriques ;

- Défauts rotoriques : une barre cassée, rupture de l'anneau ou d'un court-circuit dans les enroulements rotoriques ;
- Des irrégularités statiques et/ou dynamiques dans l'entrefer ;
- Axe plié (similaire à l'excentricité dynamique) qui peut avoir comme conséquence une bande de frottement entre le rotor et le stator, endommageant sérieusement le stator et ses enroulements ;
- Défauts des roulements.

Les défauts des roulements, les défauts statoriques ou d'armature, les barres cassées du rotor ou rupture de l'anneau, et les défauts liés aux excentricités sont les plus répandus et exigent, ainsi, une attention particulière. Ces défauts produisent un les symptômes suivants :

- Un déséquilibre des phases électriques (courants et tensions) ;
- Fluctuations accrues de couple ;
- Diminution du couple moyen ;
- Augmentations des pertes et réduction d'efficacité ;
- Chauffage excessif.

1.2.3 Défaillance d'ordre électriques et leurs fréquences caractéristiques

Les défaillances d'ordre électrique sont des défauts qui touchent les parties électriques de la machine. Elles peuvent affecter aussi bien le bobinage dans le stator que la cage d'écureuil au niveau du rotor.

Dans cette section, nous allons rappeler les formules donnant les fréquences des harmoniques apparaissant dans les courants, flux et autres signaux de la machine en cas de défauts. En effet, des études 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...etc [21,22].

1.2.3.1 Défauts du stator

Ces défauts sont habituellement liés à une dégradation de l'isolement, ils représentent environ 30% à 40% des défauts de machines à induction [16,17]. A un stade avancé, ces défauts pourront provoquer un court-circuit entre spires qui peut s'aggraver et évoluer vers un court-circuit phase-

phase ou phase-terre [20,70]. Ils contribuent à un déséquilibre des courants des trois phases et par conséquent à une dégradation du couple moteur. Il est donc possible de détecter ces défauts en surveillant les composantes inverses et homopolaires du courant statorique [23].

L'étude des variations de flux peut être une solution pour détecter et localiser un défaut à travers l'utilisation de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, perpendiculairement à l'axe du rotor. Le défaut peut être détecté en montant quatre enroulements symétriques dans les quatre quadrants du cercle du moteur. Les composantes fréquentielles à détecter dans le flux axial sont données par :

$$f_s = \left[k \mp n \frac{1-g}{p} \right] f_a \quad (1.1)$$

Où : p est le nombre de paires de pôle, f_a est la fréquence d'alimentation électrique, $k = 1, 3$ et $n = 1, 2, \dots (2p-1)$ et g est le glissement. La technique de détection basée sur le flux axial fonctionne très bien même en présence des harmoniques électriques comme le cas de moteur asynchrone alimenté par onduleur.

1.2.3.2 Défauts du rotor

Les défauts du rotor peuvent être considérés comme plus complexes et plus variés que les défauts du stator. Les défauts rotoriques les plus rencontrés dans une machine asynchrone peuvent être classés comme suit :

- rupture d'une barre rotorique,
- rupture de l'anneau,
- court-circuit dans les enroulements rotoriques.

Que cela soit un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil, la panne la plus probable est celle rotorique. Elle se traduit par une augmentation de la résistance équivalente d'un enroulement rotorique [24]. Cette défaillance rotorique induit 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.

Pour détecter les défauts du rotor. Il s'agit d'étudier les composantes de la bande latérale, f_{ro} autour du fondamental f_a . Les fréquences à détecter sont donnés par :

$$f_{ro} = (1 \mp 2g) f_a \quad (1.2)$$

- Le signe (+) indique la conséquence des oscillations en vitesse.

- Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (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 :

$$f_{ro} = \left[\frac{k}{p} (1 - g) \mp g \right] f_a \quad (1.3)$$

Où : f_{ro} = fréquences détectables dans le spectre du courant ; $k/P = 1.3.5...$

1.2.4 Défaillance d'ordre mécanique et leurs fréquences caractéristiques

1.2.4.1 Défaut d'excentricité

L'excentricité de la machine est définie comme une asymétrie dans l'entrefer du vide qui existe entre le stator et le rotor. La présence d'un certain niveau d'excentricité est normale dans les machines électriques. Des fabricants et utilisateurs spécifient un niveau admissible maximum de 5%, tandis que dans d'autres cas, un niveau maximum de 10% de la largeur d'entrefer est permis par d'autre utilisateur [25].

L'excentricité se répartie en deux catégories. Excentricité statique et excentricité dynamique. L'excentricité statique se distingue par le fait que le centre du rotor n'est pas égal à celui du stator. L'excentricité dynamique fait que le centre du rotor tourne autour du centre du stator.

L'excentricité statique résulte soit d'une imperfection dans l'alésage du stator, soit d'un mauvais positionnement du rotor et/ou du stator à l'assemblage. Supposant que l'arbre du rotor est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas. L'excentricité dynamique peut être provoquée par plusieurs facteurs, tels que des tolérances de fabrication, usure des roulements, désalignement, résonance mécanique à la vitesse critique, ou aussi à des pièces endommagés à la fabrication.

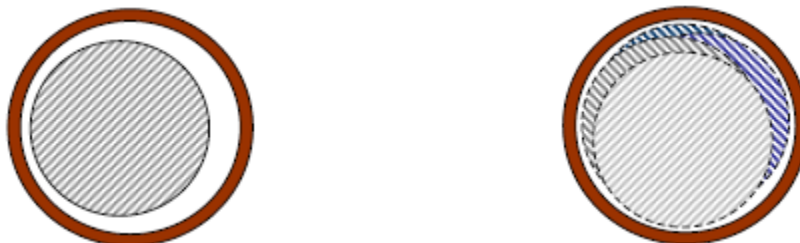


Figure 1-3 : Les défauts d'excentricité.

Excentricité statique

Excentricité dynamique

Les fréquences des harmoniques sont calculées à partir du nombre de barres du rotor et du glissement [26,27] .[28] définit les composantes fréquentielles à surveiller dans le spectre du courant statorique pour la détection d'excentricité statique ou dynamique en rappelant que toute excentricité dans l'entrefer perturbe la densité du flux électromagnétique. Les fréquences d'intérêt sont données par :

$$f_{ex} = \left[(kR \mp nd) \frac{(1-g)}{p} \mp v \right] f_a \quad (1.4)$$

Où

k : un nombre entier g : glissement ;

R : le nombre de fentes dans le rotor;

f_a : fréquence du signal d'alimentation ;

P : nombre de paires de pôles;

v : l'ordre des harmoniques du signal d'alimentation du stator ($v = \pm 1, 2, 3 \dots$ etc.)

nd : l'ordre d'excentricité ($nd = 0$ dans le cas d'excentricité statique, et $nd = 1, 2, 3 \dots$ en cas d'excentricité dynamique);

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

$$f_{ex} = |f_a \mp kf_r| \quad (1.5)$$

1.2.4.2 Défauts de roulement

Le roulement est un organe de base qui assure une liaison mobile entre deux éléments d'un mécanisme en rotation l'un par rapport à l'autre. Sa fonction est de permettre la rotation relative de ces éléments, sous charge, avec précision et avec un frottement minimal. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux. Environ 40 % à 50 % des défauts rencontrés dans les machines asynchrones sont liés aux roulements. Le roulement est composé des éléments suivants :

- deux bagues concentriques en acier, appelés bague intérieure et bague extérieure, comportant des chemins de roulement (surfaces sur lesquelles « roulent » les corps roulants) ;
- des corps roulants, billes ou rouleaux généralement en acier, permettant le mouvement des deux bagues avec un frottement minimal ;
- une cage séparant et guidant les corps roulants (en polyamide, tôle acier, laiton ou résine).

La figure 1.4 montre la construction typique d'un roulement à billes. Les billes sont liées par une cage qui assure une distance uniforme entre elles et empêche tout contact. Les défauts de roulement peuvent se produire lors d'une fatigue des matériaux sous des conditions normales

de fonctionnement. Au début, des fissures vont apparaître sur les pistes et sur les billes. Ensuite, des écaillages et des arrachements de matière peuvent accélérer rapidement l'usure d'un roulement. Ces phénomènes seront accompagnés par des niveaux de bruit et de vibrations croissants [29,30].

Nous utilisons les notations suivantes :

D_c : diamètre de la cage (entre les centres de deux billes opposées),

D_b : diamètre d'une bille,

β : angle de contact de la bille avec les bagues,

N_b : nombre de billes.

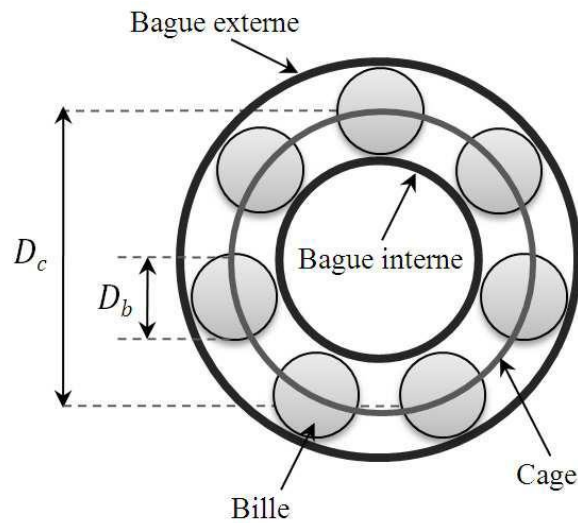


Figure 1-4: Structure d'un roulement à billes.

Chaque type de défaut a sa propre signature et est caractérisé par une fréquence fondamentale (1.4)-(1.7), qui peut être calculée à partir de la structure et des dimensions du roulement et de la fréquence de rotation de l'arbre. En analyse vibratoire, il est donc possible d'observer certaines bandes de fréquences et d'identifier le type de défaut. Les expressions de ces fréquences caractéristiques sont développées d'après [30]. Nous pouvons les résumer de la manière suivante :

$$\text{Défaut de bague externe :} \quad f_{ex} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (1.6)$$

$$\text{Défaut de bague interne :} \quad f_{in} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (1.7)$$

$$\text{Défaut de bille :} \quad f_{bi} = \frac{D_c}{2 D_b} f_r \left(1 + \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2(\beta)\right) \quad (1.8)$$

$$\text{Défaut de cage :} \quad f_{ca} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (1.9)$$

Avec f_r la fréquence de rotation du rotor.

Un premier travail sur l'incidence des défauts localisés de roulement sur le courant statorique a été publié dans [31], les défauts de roulement entraînent une excentricité qui varie avec la position du rotor et qui se manifeste par des fréquences supplémentaires dans le spectre du courant statorique. Ces fréquences sont données par :

$$f_{c_elec} = |f_a \mp k f_c| \quad (1.10)$$

avec $k = 1, 2, 3, \dots, f_s$ est la fréquence d'alimentation électrique et $f_c = f_{ex}, f_{im}, f_{bi}$ ou f_{ca} suivant le type de défaut.

1.3 Le diagnostic de la machine asynchrone

Les différents défauts présentés précédemment provoquent généralement des couples pulsatoires, des fluctuations de vitesse, l'augmentation du bruit et des vibrations, changement de la signature du courant, échauffement et variation des paramètres électriques.

C'est pour cela que le diagnostic des machines asynchrones est souvent basé sur la surveillance de ces indicateurs. Deux approches différentes peuvent être utilisées, le diagnostic basé sur des algorithmes d'observations (approche modèle) et celui basé sur le traitement des signaux mesurables (approche signal). Dans cette section, nous donnerons un aperçu sur l'état de l'art du diagnostic en présentant les différentes méthodes utilisées. On mettra l'accent sur la méthode que nous utiliserons dans notre étude et qui est la méthode MCSA (Mots curent signature analyses) basée sur l'analyse spectrale du courant statorique.

1.3.1 Méthodes de diagnostic avec connaissance a priori (approche modèle)

Cette méthode est basée sur l'estimation des signaux non mesurables ou sur le suivi des paramètres durant le fonctionnement [32, 33, 34, 35]. Elles supposent une connaissance approfondie du système sous forme de modèle numérique. Dans le cas de la machine asynchrone, une modélisation dans le référentiel triphasé ou biphasé équivalent est nécessaire.

Des paramètres (mécaniques ou électriques) de ces modèles sont relevés et utilisés pour avoir une signature des défauts. On teste la cohérence entre les mesures et les calculs des modèles par des grandeurs caractéristiques de l'état du procédé, appelées résidus. Le vecteur des résidus, nul en fonctionnement normal, est comparé en ligne aux signatures de pannes. Selon ce mécanisme de diagnostic, on distingue :

- le diagnostic par les observateurs ;
- le diagnostic par redondance analytique (espace de parité) ;
- le diagnostic par estimation paramétrique.

1.3.1.1 La surveillance par les observateurs [69]

Le principe de cette méthode est d'utiliser les erreurs d'estimation sur les sorties comme résidus. L'objectif est de construire des résidus structures c'est-à-dire menant à la localisation des défauts. Dans certains cas l'utilisation de plusieurs observateurs, mis en batterie, peut être nécessaire pour garantir la localisation des défauts.

1.3.1.2 La surveillance par redondance analytique (espace de parité)

Comme pour les observateurs, la redondance analytique et la projection dans l'espace de parité sont basées sur l'exploitation des résidus issus du modèle de bon fonctionnement. La philosophie de cette approche est d'exploiter la redondance analytique existant dans les équations d'état lorsque celles-ci sont écrites sur un horizon d'observation. Le vecteur de résidus est alors généré en projetant les mesures observées sur cet horizon dans un espace appelé espace de parité [36].

1.3.1.3 Diagnostic des défauts par estimation paramétrique

Cette méthode de diagnostic utilise les paramètres structuraux d'un modèle de connaissance et extrait par la suite les paramètres des systèmes à partir des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel dans l'efficacité de cette méthode est le choix de connaissance. En effet, le type de défaut que l'on voudra détecter sera fonction du modèle utilisé.

Des algorithmes spécifiques ont été élaborés pour l'estimation séquentielle de paramètres. Le filtre de Kalman apparaît comme le plus adéquat de tous mais aussi le plus réel, car il délivre un modèle adaptatif, capable de prendre en compte les évolutions normales des paramètres de la machine telle que la variation des résistances (en fonction de la température) ou encore la variation des inductances (en fonction du niveau de saturation).

1.3.2 Méthodes de diagnostic sans connaissance a priori (approche signal)

Historiquement, les méthodes de diagnostic furent développées pour la détection des défauts de capteurs et d'actionneurs par des schémas redondants. Cette approche par redondance matérielle a l'avantage d'isoler l'élément défectueux et d'assurer la continuité de l'exploitation. Ses inconvénients sont les coûts engendrés par la multiplication des éléments. Le développement de l'outil informatique a permis l'émergence de méthodes permettant de s'avachir en partie de la redondance matérielle. Le traitement du signal est utilisé depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les défauts statorique [36]

L'analyse spectrale ou ce qu'on appelle en anglais (MCSA : Motor Current Signature Analysis) est utilisée depuis de nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques, essentiellement les ruptures de barres au rotor des machines asynchrones, la dégradation des roulements, les excentricités et les court-circuités dans les bobinages. Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux phénomènes se traduisent par l'apparition de fréquences directement liées à la vitesse de rotation ou à des multiples de la fréquence d'alimentation. La surveillance par analyse spectrale de la machine asynchrone consiste donc à effectuer une simple transformée de Fourier des grandeurs affectées par le défaut, et à visualiser les fréquences parasites constituant la signature d'un défaut dans la machine. A ce jour, c'est l'analyse spectrale des signaux qui est la plus utilisée pour le diagnostic du défaut rotorique [37]. La technique de l'analyse spectrale du courant statorique est la plus utilisée, cela est principalement dû à la facilité de la mesure du courant et aux informations que peut donner son spectre pour différentes défaillances de la machine.

1.3.2.1 Les grandeurs à analyser

Le principe des méthodes d'analyse des signaux repose sur l'existence de caractéristiques propres au fonctionnement sain ou défaillant du procédé. L'apparition d'un défaut étant à l'origine de nombreux phénomènes tels que le bruit, l'échauffement et les vibrations. Ces symptômes sont la manifestation apparente d'une modification des caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

Les grandeurs accessibles et mesurables d'une machine asynchrone pouvant être utilisées pour le diagnostic sont :

- les courants statoriques et du flux de dispersion ;
- le couple électromagnétique et de la vitesse rotorique ;
- la tension de neutre ;
- la puissance instantanée ;
- le vecteur de Park.

1.3.2.3 Les outils utilisés pour l'analyse

Beaucoup des méthodes par l'analyse spectrale sont utilisées pour la détection des défauts au sein d'une machine asynchrone, comme les chercheurs de par le monde travaillent sur ce sujet. Nous avons choisi de décrire les méthodes le plus couramment rencontrées pour le diagnostic des défauts dans la machine asynchrone et décrire l'inconvénient et l'avantage de chacune.

1.3.2.3.1 La transformé de Fourier

L'objectif du traitement numérique du signal est d'extraire les informations contenues dans le signal analogique initial $x(t)$. Il est donc impératif de conserver ces informations après échantillonnage. la transformation de Fourier discrète, généralement noté TFD, d'une suite fini P échantillons $\{x_s(1), x_s(2), \dots, x_s(P-1)\}$ ce calcul comme suite :

$$F(K) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n(n) e^{-j \frac{2\pi n K}{N}} \quad \text{pour } K = 1 \dots N-1 \quad (1.11)$$

Où N représente le nombre de points de calcul de la TFD, ce terme joue sur la précision du tracé alors que le terme P est lié à ce que n'appelle la résolution en fréquence. En pratique on essaye d'avoir le nombre des points P de la suite. Si ce n'est pas le cas, on utilise la technique zero-padding qui consiste à compléter la suite $p_s(n)$ par $(N-P)$ des zéros, ce qui permet d'obtenir autant de point pour la suite temporelle que la suite fréquentielle. la transformation de Fourier inverse est donné par.

$$x_s(n) = \sum_{K=0}^{N-1} F(K) e^{j \frac{2\pi n K}{N}} \quad (1.12)$$

1.3.2.3.2 Transformé de Fourier rapide (FFT)

La transformation de Fourier rapide, notée TFR, est un algorithme de TFD rapide élaborée en 1965 par J.W. Cooley et J.W. Tuckey. l'algorithme de base de cette transformée utilise un

nombre de point N égal à une puissance de 2, ce qui est permet d'obtenir un gain en temps de calcul, par apport à un calcul de TFD.

Ce gain est donné par : $Gain = \frac{N}{\log(N)}$.

Cette transformation rapide est très utilisée lorsque il est indispensable d'obtenir une analyse en ligne dans certains processus au travers une fenêtre glissante d'observation.

1.3.2.3.3 Le Périodogramme

La méthode du périodogramme fût introduite par Schuster en 1898. Cette méthode consiste à estimer la densité spectrale de puissance d'un signal. La méthode directe de calcul du périodogramme utilise la transformée de Fourier rapide (*FFT*) du signal, qui est donnée par :

$$p = \frac{|fft(X_n)|^2}{N} \quad (1.13)$$

Cette méthode permet de calculer rapidement la densité spectrale de puissance d'un signal échantillonné de durée finie, même s'il est périodique .cet estimateur est biaisé et présente une variance non nulle.

1.3.2.3.4 Analyses temps -fréquence

Le courant du moteur asynchrone peut être assimilé à un signal non-stationnaire dans certains applications (variation aléatoire de couple de charge modifiant la valeur efficace de courant de absorbé), et comme la TFD ne peut pas traiter ce type des signaux. Durant ces dernières années, l'avancement des méthodes statistiques de surveillance de signaux a fourni des outils efficaces pour traiter les signaux non-stationnaires. En particulier, transformations temps-fréquence donnent un cadre mathématique optimal pour l'analyse des signaux non-stationnaires. Par exemple, la transformation de Wigner-Ville permet d'obtenir une représentation temps-fréquence permettant d'effectuer un diagnostic relativement précis de l'état de système analysé. Cette transformation est une fonction réelle qui définit une distribution d'énergie dans le plan temps -fréquence .le temps de calcul d'une telle représentation peut être prohibitif et l'interprétation de l'image résultante est souvent difficile, ce qui rend la détection de défaut complexe .c'est pour cette raison qu'en 1999 une méthode d'analyse temps-fréquence adaptative pour détecter les barres rétorques cassées et les défauts de roulements a été proposée. L'idée clé dans cette méthode est de transformer le courant du moteur en une représentation temps-fréquence pour capturer la variation dans le temps des

composantes spectrales. Ensuite, une analyse statistique du spectre fréquentiel est effectuée pour distinguer les conditions de défaut par rapport à la condition de fonctionnement normales du moteur .puisque chaque moteur a une géométrie distincte, une approche particulière est alors utilisée. Dans cette approche, l'algorithme est programmé pour identifier le fonctionnement normal du moteur avant la détection réelle du défaut.

1.3.2.3.5 Analyses temps –échelle (analyse par ondelette)

Ce mode d'analyse est utilisé pour détecter des phénomènes qui se déroulent sur des échelles de fréquences différentes rencontrées dans un signal. L'idée fondamentale est de décomposer le signal à l'aide de fonctions particulières construites à partir d'une ondelette mère oscillante et à moyenne nulle [38]. A partir de l'ondelette mère, il est possible de créer des ondelettes analysantes centrées autour d'une valeur et à échelle variable limitée. Une technique de fenêtrage avec une région de taille variable utilisée pour améliorer l'analyse du signal, ce signal pouvant être par exemple le courant statorique du moteur asynchrone. L'analyse par ondelette permet l'utilisation d'intervalles de temps longs, pour avoir une information basse fréquence la plus précisée d'intervalles de temps plus courts, pour avoir une information riche en hautes fréquences. La capacité d'exécuter l'analyse locale est l'un des dispositifs les plus intéressants de la transformation en ondelette. L'utilisation des ondelettes pour la surveillance des défauts et le diagnostic des moteurs asynchrones est un avantage car cette technique permet d'améliorer l'analyse du courant statique pendant les phases transitoires. Les ondelettes prouvent être utilisées pour une analyse localisée pour la surveillance et le diagnostic de défauts des machines électriques lorsqu'il est indispensable de les utiliser à vitesse variable [39].

1.3.3 Méthodes d'intelligence artificielle

La surveillance et la détection de défaut des machines électriques sont orientées vers les techniques de l'intelligence artificielle (IA). De telles techniques exigent " une intelligence de configuration minimale puis aucune analyse détaillée du mécanisme de défaut n'est nécessaire, ni la modélisation du système est exigé.

Quand une technique de IA est employée, la détection et l'évaluation des défauts peuvent être accomplies sans expert. Dans les systèmes à base de AI, plusieurs quantités sont utilisées comme des signaux d'entrée: courants et tensions de stator, champs et vibrations

magnétiques d'armature, etc... En général, les courants et les tensions du stator sont préférés parce qu'ils permettent de la réalisation des systèmes de diagnostics non encombrants et les capteurs exigés sont habituellement présents dans la commande considérée.

Les étapes principales d'une procédure de diagnostic peuvent être classifiées comme suit :

- 1) extraction de la signature ;
- 2) identification de défaut ;
- 3) évaluation de sévérité de défaut.

1.3.3.1 Techniques à bases d'IA

Il convient de noter qu'il y a beaucoup de types de techniques basées sur AI. Certaines de ces techniques emploient des systèmes experts, les réseaux de neurone artificiels (RNA), la logique floue, les neurones - floue, les algorithmes génétiques (GA), etc... Les diverses techniques ont été récapitulées récemment dans [40].

1.3.3.2 Diagnostic basé sur les réseaux neurone

Une solution très nouvelle et attirante pour l'évaluation de sévérité des défauts peut s'avérer applicable encore, une des techniques de IA, c.-à-d., l'approche neuronale contrôlée [41, 42,43]. Un RNA contrôlé est une fonction d'approximation générale qui peut synthétiser les rapports entre les différentes variables constituant les vecteurs d'entrée et les index de diagnostic de sortie qui indiquent la sévérité du défaut, à partir des exemples utilisés dans le procédé d'apprentissage. Cependant, la sensibilité l'RNA de synthétiser le système dépend des variables d'entrée choisies qui doivent être des indicateurs de défaut optimaux. Afin de remplir cette condition et obtenir une méthode efficace, une étude préventive à base de modèle peut être réalisée et ceci justifie l'importance précédemment mentionnée des approches modèles. Ainsi, l'ensemble de données d'entrée-sortie peut être obtenue, parfaitement à partir des données expérimentales, et également des approches à base du modèle.

1.3.3.3 Diagnostic basé sur la logique floue

L'application d'un RNA mène à un problème qui se résume à la difficulté de gérer une large quantité d'information. En fait, le raisonnement concret est souvent exprimé non pas par des nombres mais par des limites linguistiques comme "petites" "grand" "bas" etc., pris du

langage naturel. Les faibles valeurs des indicateurs de défaut obtenus par les modèles de défaut, peuvent être vues comme inconvénient du système de diagnostic, dû aux besoins

1.3.4 Simulations

Dans notre étude nous allons se focaliser sur l'analyse spectrale des courants statorique pour le diagnostic des défauts. Dans notre travail, nous n'avons pas fait des essais expérimentaux, d'où le type de défaut dépend de sa fréquence caractéristique. On utilisera comme outil d'analyse la transformé de Fourier on-line.

Dans la première simulation nous allons introduire un seul défaut rotorique ayant une fréquence caractéristique donné par (2.2) avec $f_a=50\text{Hz}$: la fréquence d'alimentation.

Dans la deuxième simulation on va introduire deux défauts un statorique et l'autre rotorique dont les fréquences caractéristiques sont donnée par (2.1) et (2.2)

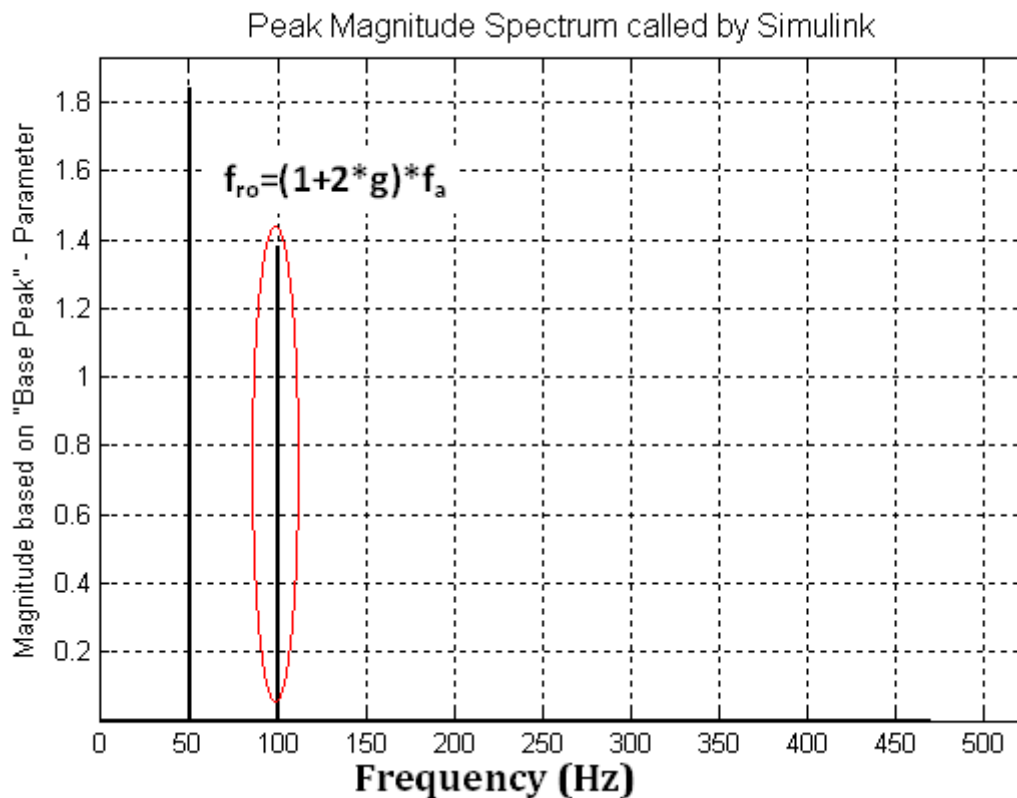


Figure 1-5 : Un défaut rotorique.

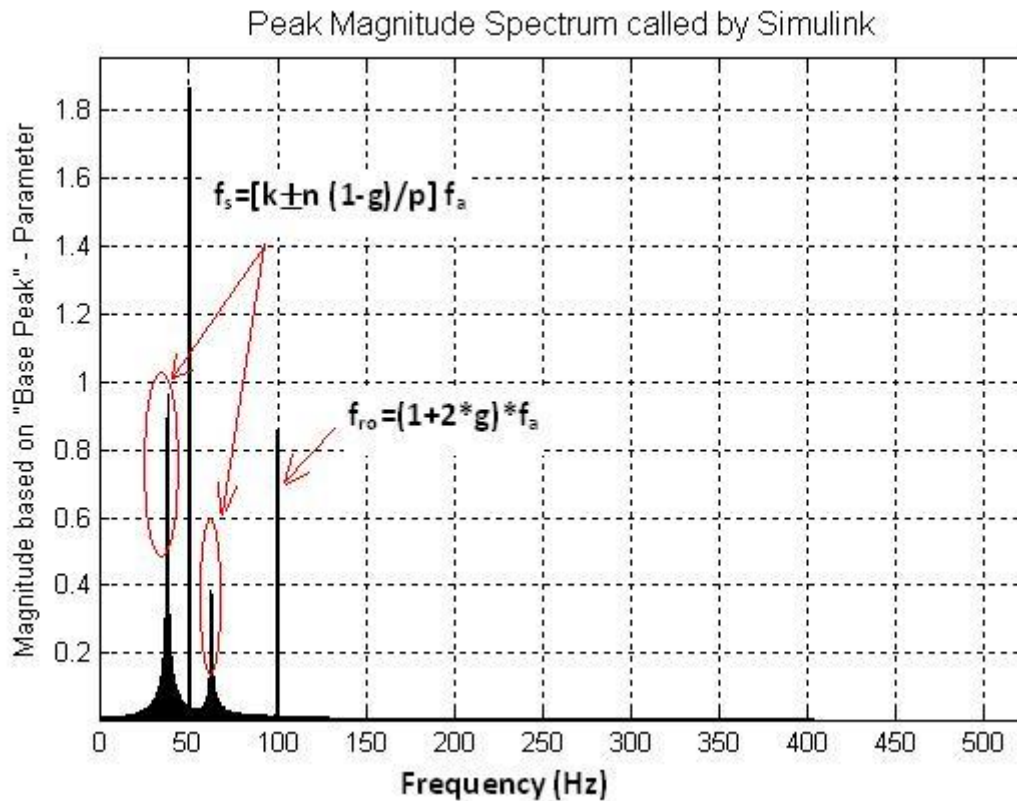


Figure 1-6 : Deux défauts statorique et rotorique.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que les principaux éléments de constitution d'une machine asynchrone triphasée peuvent présenter des défaillances qui induisent, pour la plupart d'entre elles, un arrêt intempestif de la machine asynchrone. C'est pour pallier ce problème que le diagnostic de défaut a pris une importance de plus en plus grandissante dans les milieux industriels. Cet essor a fait naître des techniques de diagnostic dans le but de se prémunir de ces arrêts imprévisibles. Nous avons vu que la détection d'un défaut, qu'il soit mécanique ou électrique, s'effectue majoritairement par la surveillance de l'amplitude de composantes spécifiques dans le spectre fréquentiel d'une grandeur mesurable.

CHAPITRE 2

ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE

TOLERANTE AUX DEFAUTS

2.1 Introduction

L'automatisation des processus consiste à fournir une solution quasi-optimale pour obtenir la meilleure qualité des produits finaux et par conséquent une augmentation des bénéfices. La théorie de commande a été largement développée et appliquée aux processus industriels. Ces techniques assurent la stabilité du système en boucle fermée et assurent les performances prédéfinies dans le cas où tous les composants du système fonctionnent correctement.

Cependant, plus le processus est automatisé, plus il devient complexe et de plus en plus il est sujet à l'occurrence des défauts [61]. Leurs conséquences peuvent être importantes en termes de productivité (arrêt inutile d'une installation), de sécurité (anomalie non détectée) ou de qualité de la production (mesure incorrecte de la grandeur à contrôler). Le diagnostic de défauts devient donc une tâche indispensable à la bonne conduite de ces systèmes complexes. Par conséquent, un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés en cas d'occurrence des défauts dans les actionneurs, les capteurs, ou d'autres composants du système. Ceci peut même mener le système à l'instabilité.

Dans les processus industriels fortement automatisés où l'entretien ou la réparation ne peut pas toujours être réalisé immédiatement, il est commode de concevoir des méthodes de contrôle capables d'assurer les performances nominales en tenant compte de l'occurrence de défauts. Cette commande connue sous le nom de la commande tolérante aux défauts (FTC) [62, 63] qui est devenue d'importance primordiale dans les dernières décennies. La conception des systèmes FTC exige évidemment une détection et une isolation rapides de défauts (FDI) [64,65] pour une prise de décision adéquate. Par conséquent, pour préserver la sûreté des opérateurs et la fiabilité des processus, la présence des défauts doit être tenue compte pendant la conception de commande de système.

2.2 Positionnement du problème

L'idée de base d'un système de commande tolérante aux défauts est de concevoir un dispositif de commande particulier permettant de maintenir la stabilité et les performances du système à commander, sujet à des défauts qui peuvent le faire dévier 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 fonctionne en mode dégradé. Afin de satisfaire l'un de ces objectifs, les commandes robustes et adaptatives ne suffisent plus et il est nécessaire de faire appel à des techniques qui prennent en considération l'interaction entre le système de détection des défauts et la loi de commande. C'est ce dernier point qui constitue, aujourd'hui la préoccupation majeure des chercheurs dans le domaine.

Le principe de reconfiguration est illustré sur la figure (1-1). La procédure est très simple. Si un défaut apparaît, le système dévie de son point de fonctionnement nominal, défini par les variables entrées/sorties (u_0, y_0) , vers un autre point (u_f, y_f) . Le but de la commande tolérante dans ce cas précis est de déterminer une nouvelle loi de commande qui prend en compte les variations dues à l'apparition du défaut et permet d'amener le système, soit vers l'état de fonctionnement nominal et par conséquent les performances seront maintenues, soit vers un autre point de fonctionnement, défini par (u_c, y_c) , pour lequel les performances ne sont pas les mêmes qu'initialement mais en sont très proches (acceptables).

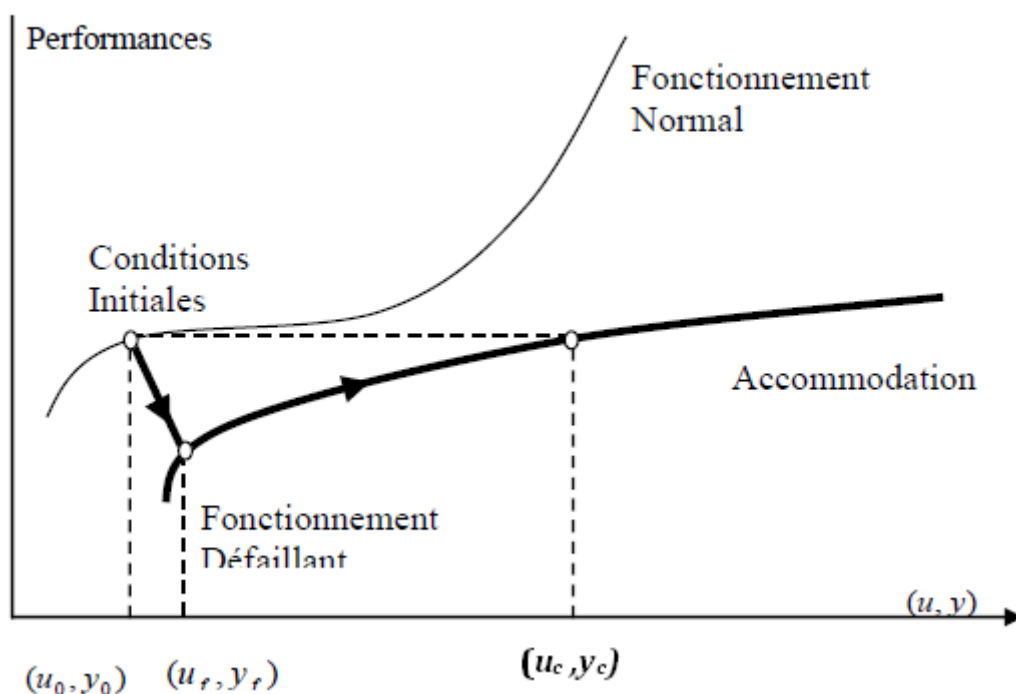


Figure 2-1 : Problème de la commande tolérante aux défauts.

2.3 Définitions et concepts

- **Défaillance** : Une interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées. 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 permettre de présager d'une défaillance à venir.
- **Défaut** : Un écart non permis d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport au comportement nominal (usuel ou acceptable). La notion de défaut est donc voisine de celle de défaillance mais comme le souligne le dictionnaire IEEE (première définition), un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance. Défaut, lié au comportement, est plus général que défaillance liée aux fonctions, puisqu'elles sont une abstraction du comportement tel qu'il est conçu téléologiquement. La description comportementale est plus détaillée que la description fonctionnelle et l'inclut donc. De la même manière, la notion de défaut inclut celle de défaillance ; un défaut n'altère pas nécessairement le fonctionnement d'un système physique mais peut présager d'une défaillance à venir.

2.4 Les différents types de défauts

2.4.1 Classification selon leurs types

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la Littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation (emplacement), définissant Alors des types :

2.4.1.1 Les défauts actionneurs

Les défauts actionneurs 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, . . .).

2.4.1.2 Les défauts capteurs

Ce type de défaut est la cause d'une mauvaise image de l'état physique du système. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Ceci peut se traduire par une réduction de la valeur affichée par rapport à la valeur vraie, ou de la présence d'un biais ou de bruit accru empêchant une bonne lecture. Un défaut capteur total produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer ($0, \infty$).

2.4.1.3 Les défauts composants ou systèmes

Ce type de défaut provient du système lui-même ; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur 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 CTN résistance à Coefficient de Température Négatif, d'une chaufferie est cassée, un roulement est altéré, . . .). Basée sur leurs influence sur les systèmes, les défauts cités ci-avant peuvent être qualifiés d'additif et multiplicatif, selon la figure (I.3) des défauts additifs s'ils 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 multiplicatifs (défauts système)

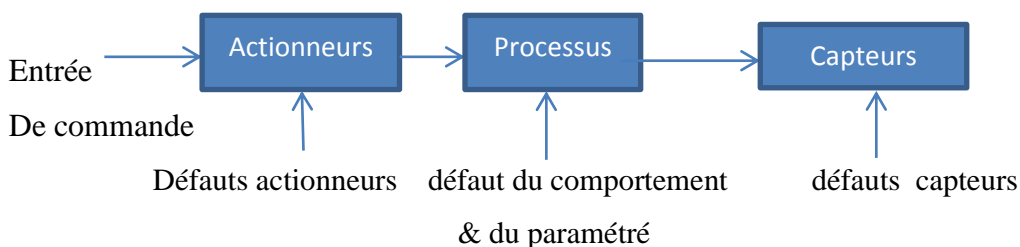


Figure 2-2 : types de défauts.

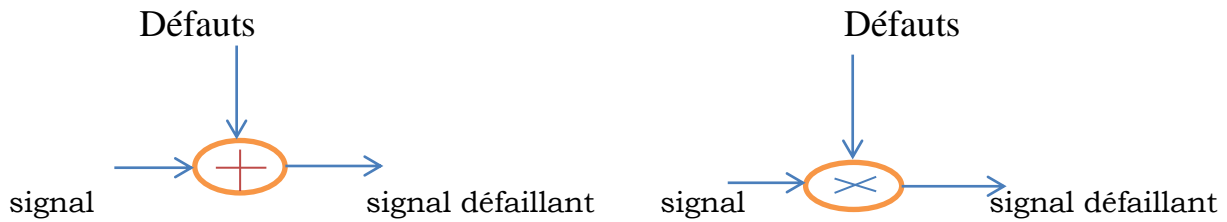


Figure 2-3 : Défauts additifs et multiplicatifs.

2.4.2 Classification selon leurs Caractéristiques temporelles

Selon Isermann et al [1], les défauts peuvent être différenciés selon leur forme (Systématique ou aléatoire), selon l'extension du défaut (local ou global) ou selon leur comportement dans le temps. La notation t_f représente l'instant d'occurrence du défaut.

- **Abrupts (biais):** Ce défaut a un comportement temporel discontinu

$$f(t - t_f) = \begin{cases} \delta & t > t_f \\ 0 & t < t_f \end{cases} \quad (2.1)$$

Où $f(t - t_f)$ représente le comportement temporel du défaut et δ un seuil constant. Ce type de défauts est caractérisé par une discontinuité dans l'évolution temporelle de la variable. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques normales attendues pour la variable, est caractéristique d'une panne brutale de l'élément en question: arrêt total ou partiel, déconnexion.

- **Intermittentes (valeurs aberrantes):**

Ce défaut est un cas particulier de défaut abrupt avec la propriété particulière que le signal revient de façon aléatoire à sa valeur normale. Ce type de défauts caractérise les faux contacts.

- **Graduels (dérives):** Ce défaut a un comportement temporel lent:

$$f(t - t_f) = \begin{cases} \delta(1 - e^{-\alpha(t-t_f)}) & t \geq t_f \\ 0 & t < t_f \end{cases} \quad (2.2)$$

Ou α et δ sont des constantes positives. Il est très difficile à détecter car son évolution temporelle a la même signature que celle d'une modification paramétrique lente représentant une non stationnarité du procédé. Ce type de défauts est caractéristique d'un encrassement ou d'une usure de pièce.

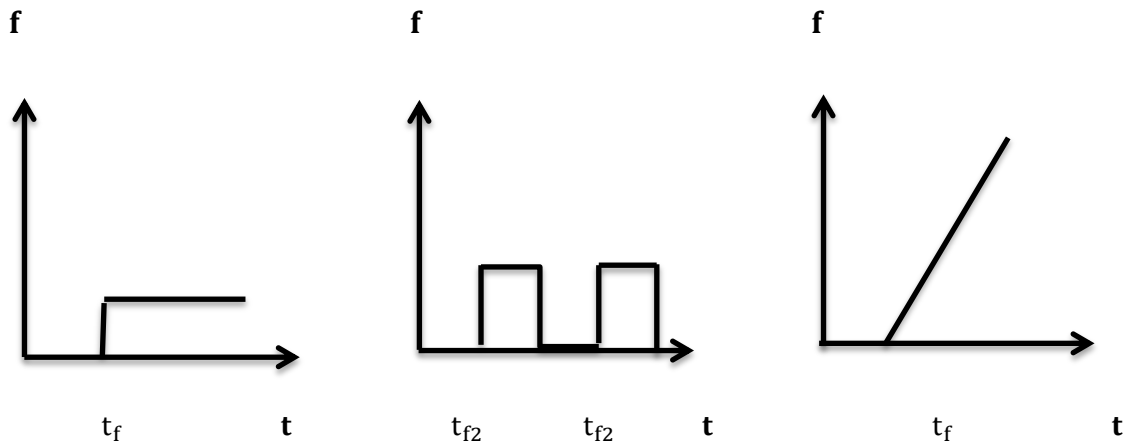


Figure 2-4 : Evolutions temporelles de différents types de défauts.

Notre travail sera principalement focalisé sur les défauts abrupts.

2.5 Modélisation des défauts

La modélisation de défauts est une représentation formelle de la connaissance que l'on a sur les défauts possibles et de leur influence sur le système. Partant du modèle, les défauts peuvent être classés conformément à la figure 2 [1]. Les défauts additifs influencent par l'ajout du défaut f , alors que les défauts multiplicatifs le font par l'intermédiaire du produit d'une autre variable U (signal d'entrée) avec f . Les défauts sont donc modélisés comme des termes additifs dans le modèle du système, ou comme des changements de paramètres. La première modélisation est habituellement appropriée aux défauts de capteurs et d'actionneurs, alors que la seconde est destinée aux défauts au niveau de la dynamique du système.

2.5.1 Défaits multiplicatifs

Comme on a déjà dit précédemment les défauts multiplicatifs sont souvent utilisés pour représenter un dysfonctionnement dans les actionneurs ou les capteurs du système.

2.5.1.1 Les 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 :

$$U_f = U + (I - \Sigma_A)(\bar{U} - U) \quad (2.3)$$

Avec : $\bar{U} \in \mathbb{R}^m$ est un vecteur qu'on ne peut pas manipuler c.-à-d. on ne peut pas le mesurer

$$\Sigma_A = \text{diag}(\delta_1^a, \delta_2^a, \delta_3^a, \dots, \delta_m^a) \text{ ou } \delta_i^a \in \mathfrak{R} \text{ et } \delta_i^a = \{0 \text{ ou } 1\}$$

$\delta_i^a = 0$ donc il y a un défaut au $i^{\text{ème}}$ actionneur alors le signal provenant du $i^{\text{ème}}$ actionneur soit égal au signal de commande plus le $i^{\text{ème}}$ élément du vecteur incontrôlable \bar{U} c.-à-d.

$$U_f(i) = f(U, \bar{U})$$

$\delta_i^a = 1$ Le $i^{\text{ème}}$ actionneur est sans défaut (fonctionnement normal de l'actionneur) c'est à dire $U_f(i) = U(i)$

Le remplacement de la commande en présence de défaut nous donne le modèle suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.\Sigma_A.U + B.(I - \Sigma_A).\bar{U} \\ y = C.X + D.\Sigma_A.U + D(I - \Sigma_A).\bar{U} \end{cases} \quad (2.4)$$

On remarque bien que les défauts n'affectent pas la dynamique du système de commande lui-même on boucle ouverte, ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système on boucle fermée et peuvent même affecter la commandabilité du système.

2.5.1.2 Les défauts capteurs

Les défauts capteurs sont 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 :

$$y_f = U + (I - \Sigma_A)(\bar{y} - y) \quad (2.5)$$

Avec

$$\begin{aligned} \Sigma_S &= \text{diag}(\delta_1^S, \delta_2^S, \delta_3^S, \dots, \delta_m^S) \\ \delta_j^a &\in \mathcal{R}, \delta_j^a = \{0 \text{ ou } 1\} \end{aligned} \quad (2.6)$$

$\delta_j^a = 0$ Il s'agit d'un défaut total du $j^{\text{ème}}$ capteur

$\delta_j^a = 1$ Fonctionnement normale du $j^{\text{ème}}$ capteur

Le système en cas d'un défaut dans le capteur donné comme suite :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ y = \Sigma_S C.X + \Sigma_S D.U + (I - \Sigma_S)\bar{y} \end{cases} \quad (2.7)$$

Si les deux types de défauts multiplicatifs présentent ou même temps (actionneur et capteur) la forme du modelé **(1,1)** change :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.\Sigma_A.U + B.(I - \Sigma_A).\bar{U} \\ y = \Sigma_S C.X + \Sigma_S D.\Sigma_S.U + \Sigma_A.D.(I - \Sigma_A).\bar{U} + (I - \Sigma_S).\bar{y} \end{cases} \quad (2.8)$$

Pour les défauts d'actionneurs et capteurs le modèle multiplicatif significatif mais ce n'est pas le cas pour les défauts des composantes du système.

2.5.2 Défauts additifs

La représentation additive des défauts est plus utilisée que la représentation multiplicative, pour les défauts des composantes du système dans ce cas la représentation d'état du système prend la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U + F.f_f \\ y = C.X + D.U + E.f_f \end{cases} \quad (2.9)$$

Où $f_f \in \mathfrak{R}^{n_f}$ est un signal décrivant les défauts, cette représentation peut représenter n'importe quel défauts (actionneur capteur et système). Le signal f_f dépend de X , U et Y . Par exemple si on veut faire l'équivalence entre le défaut dans l'actionneur et la relation (1,7) c.-à-d. mettre ($\Sigma_A = 0$ et $\bar{U} = 0$ dans (1,2)) il faut que le signal f_f vérifie la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} \cdot f_f = \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} \cdot \Sigma_A \cdot U \quad (2.10)$$

On remarque que le signal f_f dépend de U

2.5.2.1 Les défauts capteurs et actionneurs

En effet, supposons que le modèle :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U + f_f^a \\ y = C \cdot X + D \cdot U + f_f^s \end{cases} \quad (2.11)$$

Le signal f_f^a et f_f^s représente respectivement les défauts dans les actionneurs et les capteurs. la transformation du système (1.9) au domaine fréquentiel est donné comme suit :

$$y = (c \cdot (SI - A))^{-1} \cdot B + D) + C \cdot (SI - A)^{-1} \cdot f_f^a + f_f^s \quad (2.12)$$

Un 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.

2.6 Modélisation des 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 :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(f) \cdot X + B(f) \cdot U + f_f^a + F \cdot d_a(t) \\ y = c(f) \cdot X + D(f) \cdot U + f_f^s + E \cdot d_s(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

Ou $\mathbf{d}_a \in \mathfrak{R}^{d \times 1}$ et $\mathbf{d}_s \in \mathfrak{R}^{p \times 1}$ représentent respectivement les perturbations et les bruits agissent sur le système et les deux matrices \mathbf{F} et \mathbf{E} sont dites matrices de distribution de $\mathbf{d}_a(\mathbf{t})$ et $\mathbf{d}_s(\mathbf{t})$ respectivement.

En conclusion, l'identification de la nature du défaut ainsi que son type et son comportement constitue une étape importante lors de la conception des systèmes tolérants aux défauts.

2.7 La commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts (FTC) est généralement classée en deux approches distinctes :

- Approche passive (*En anglais* : Passive Fault Tolerant Control, PFTC).
- Approche active (*En anglais* : Active Fault tolerant Control, AFTC).

Les méthodes de *FTC* dépendent de l'approche utilisée. Dans cette section, on essaiera de citer les différentes méthodes des deux approches.

2.7.1 Approche passive

L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée (BF) soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de loi de commande mais sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts [2].

Les régulateurs passifs [3] ont pour but de maintenir le système fiable au sens de la stabilité et de ses performances dans les cas nominaux et de défauts prédéfinis. Le but est de chercher un régulateur qui optimise les performances pour le pire défaut (en terme de synthèse *LQR*, H_∞ et *MG*) de tous les défauts anticipés. Cette approche considère que les pannes peuvent apparaître dans un ensemble prédéfini de défauts potentiels sur les actionneurs et les capteurs. Le régulateur passif rejette le défaut si ce dernier se modélise comme une simple incertitude.

En *PFTC*, le système en présence de défaut continue d'opérer avec le même régulateur et la même structure du système, les objectifs et les performances restent les mêmes que ceux du système nominal. Cependant, le système est synthétisé de manière à être robuste à certains défauts en supposant un ensemble de défauts potentiels restrictifs, voir des

fois un seul défaut [3], ceci peut être valable dans certains cas restreints avec des défauts de faible amplitudes.

Dans des conditions pratiques, l'utilisation seule de la commande robuste peut être risquée. Comme un régulateur inintelligent, sans utilisation de module de diagnostic et sans connaissance sur l'occurrence de défaut (sa sévérité, sa localisation, . . .), le système passif a alors une faible capacité de tolérance aux défauts.

2.7.2 Approche active

A l'opposé de la voie passive, l'*AFTC* est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commande tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. La figure suivante présente un schéma typique de systèmes de commande tolérants aux défauts [4], [5] avec 3 principaux composants : un bloc de diagnostic de défauts (*En anglais* : Fault Detection and Diagnosis, *FDD*) donnant des informations en temps réel sur les défauts, un mécanisme de reconfiguration et un régulateur reconfigurable.

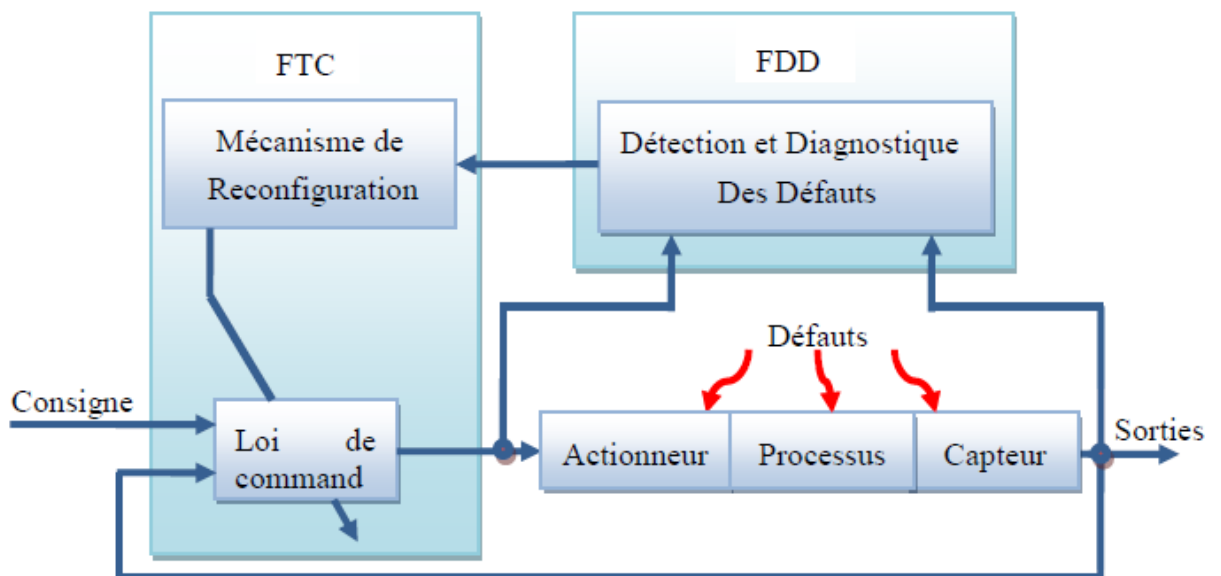


Figure 2-5 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

Dans le bloc *FDD*, les paramètres en défaut ainsi que les variables d'état du système doivent être estimés en ligne. Le bloc *FDD* doit permettre 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 en un temps minimal. A partir de cette information en ligne

produite par le module *FDD*, le régulateur reconfigurable doit être synthétisé automatiquement pour maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales.

Il est possible de classer les *AFTC* selon certains critères tels que [6] :

- Méthodes basées sur des lois de commande pré-calculées hors ligne (méthodes de projection).
- Méthodes tolérantes aux défauts non-anticipés utilisant la détection et l'isolation des défauts.

Cependant certains types de commande active sont parfois difficiles à classer et de ce fait, la classification ci-après n'est pas exhaustive mais permet de se repérer parmi les grandes tendances actuelles.

a. Méthode pseudo-inverse

La méthode de pseudo inverse [7] est une référence des plus citées dans le domaine de commande tolérante active aux défauts du fait de sa simplicité de calcul et sa capacité à manipuler une très large classe de défauts, à condition qu'ils soient prédéfinis. Soit le modèle nominal est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + B u \\ y = C x \end{cases} \quad (2.14)$$

En cas d'un défaut, le modèle du système change et on obtient :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f x + B_f u \\ y = C_f x \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec une loi de commande par retour d'état $u = F x$, la nouvelle loi de commande reconfigurée est de structure équivalente, c'est-à-dire $u_R = F_R x_f$. On cherche F_R de telle sorte qu'on minimise la distance entre les matrices d'état du système nominal et en défaut :

$$\begin{cases} F_f = \arg \min \| (A + B F) - (A_f + B_f F_R) \|_F \\ = B_f^+ (A + B F - A_f) \end{cases} \quad (2.16)$$

Où B_f^+ est la pseudo-inverse de la matrice B_f et $\| \cdot \|_F$ la norme de Frobenius. Les avantages de cette approche résident dans le fait qu'elle est très appropriée pour une implémentation en ligne due à sa simplicité et que les changements sur le système, causés par un défaut, sont calculés directement. Malgré ça, cette approche possède deux inconvénients principaux [8]:

- la stabilité du système en boucle fermée n'est pas assurée toujours.
- l'incorporation d'incertitudes semble difficile.

b. Méthode de placement de structure propre [9]:

Cette méthode est plus intuitive que la méthode du pseudo inverse, son objectif est de ramener les vecteurs et les valeurs propres de la matrice *dynamique* du modèle en boucle fermée en cas de défauts à la structure propre nominale. L'idée principale est d'affecter exactement certaines valeurs propres dominantes et en même temps de minimiser l'écart entre les vecteurs propres correspondants.

L'avantage de cette approche par rapport à la méthode de la pseudo inverse, réside dans le fait que la solution fournie (si elle existe), assure la stabilité de la boucle fermée du système défaillant.

c. Commande multi modèle

L'approche multi modèle est basée sur un ensemble de modèles ($j = 1, \dots, N$) décrivant le système dans diverses conditions opératoires selon la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f_j(x, u) \\ y = g_j(x, u) \end{cases} \quad (2.17)$$

Telle que :

$f_j(x, u)$ et $g_j(x, u)$ sont des fonctions connues pour chaque modèle j .

Ces modèles sont souvent considérés comme des modèles de défauts, où chaque modèle représente un type de défaut. Ainsi, pour chaque modèle j , un régulateur R_j est synthétisé. L'objectif est de synthétiser en ligne la loi de commande à appliquer au système à travers une combinaison pondérée, de différentes lois de commande issues de chaque régulateur R_j [6], [10], [11].

La loi de commande appliquée au système est définie selon la formulation générale suivante :

$$u = \sum_1^N \mu_j u_j \quad (2.18)$$

Et

$$\sum_1^N \mu_j = 1 \quad (2.19)$$

Où

u_j : représente la loi de commande générée par le régulateur R_j et μ_j représente la variable de pondération.

Dans le cadre des multi-modèles représentant chacun un défaut particulier, les inconvénients résident dans le fait qu'un nombre fini et prédéterminé de défauts est capable d'être détecté. En effet, selon la plupart des approches multi modèles ne considèrent qu'un seul défaut pouvant intervenir à la fois sur le système, par conséquent, un seul modèle j est

sélectionné. Si le modèle représentant le système à l'instant k n'appartient pas à l'ensemble des modèles prédéfinis, la commande alors associée n'est pas optimale, correspondant à une pondération inadéquate de plusieurs modèles à la fois conduisant le système à l'instabilité.

La commande multi contrôleur, en absence de défauts, est également développée afin d'asservir un système non linéaire par l'intermédiaire de l'interpolation des lois de commande u_j issues des régulateurs locaux synthétisés autour de M points de fonctionnement différents.

d. Modèle de référence

Est une approche FTC active qui permet de concevoir une nouvelle loi de commande telle que les performances du système défaillant commandé s'approche le plus possible de celles d'un modèle de référence, au sens d'un critère. Généralement, la méthode considère un modèle de référence de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \\ y_m = x_m \end{cases} \quad (2.20)$$

Où, $r \in \mathfrak{R}^m$, $x_m \in \mathfrak{R}^n$ et $y_m \in \mathfrak{R}^p$ et correspondent respectivement au signal de référence, aux états et aux sorties du modèle de référence. Le but est de synthétiser les matrices K_r et K_x telles que la loi de commande par retour d'état u définie par :

$$u = K_r r + K_x x \quad (2.21)$$

Puisse maintenir un niveau de performance acceptable du système défaillant. Ce système défaillant est donné par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_f x + B_f u \\ y = C_f x \end{cases} \quad (2.22)$$

Où $u \in \mathfrak{R}^m$ correspond aux entrées de commande, $y \in \mathfrak{R}^p$ aux sorties mesurées, et $x \in \mathfrak{R}^n$ aux états du système et A_f, B_f et C_f sont des matrices d'état dépendant du vecteur de paramètre f correspond à un vecteur de paramètres dont la variation autour de sa valeur nominale traduit l'effet des défauts considérés. On cherche alors les matrices K_r et K_x telles que le système défaillant (1.12) coïncide au modèle de référence (1.10) en boucle fermée.

Il vient alors que :

$$\begin{cases} K_x = (C_f B_f)^{-1} (A_m - C_f A_f) \\ K_r = (C_f B_f)^{-1} B_m \end{cases} \quad (2.23)$$

Comme nous le montre le résultat (1.13), une première limitation de cette méthode est liée au fait que la solution au problème « model following » existe si le système a le même nombre de

signaux mesurés que d'actionneurs. Lorsque les matrices du système (A_f, B_f) dans (1.13) sont inconnues, on peut les substituer par une estimation de ces valeurs (\hat{A}_f, \hat{B}_f) , il en résulte alors une méthode indirecte (ou explicite), qui ne garantit pas toujours la stabilité en boucle fermée. Afin de palier à ce problème, la méthode dite directe (ou implicite) peut être utilisée. L'idée consiste à calculer directement les matrices de gain des correcteurs K_r et K_x et à partir d'une méthode adaptative.

e. Commande adaptative

La commande adaptative forme une classe très convenable pour l'approche FTC active. Grâce à leur capacité d'adaptation automatique aux changements des paramètres du système, c'est peut-être l'approche la plus intuitive pour l'accommodation aux défauts internes. En effet, un défaut interne agit sur le système et provoque des variations des paramètres. L'identification en ligne de ces paramètres va permettre la modification de ceux du régulateur à structure fixe. Ces méthodes ont fait l'objet de beaucoup d'études, notamment dans le domaine de l'aéronautique. Néanmoins, l'un des inconvénients de ces approches réside dans la difficulté de déterminer les matrices de pondération nécessaires au compromis stabilité performance. Ainsi, les différentes situations étudiées ne font souvent intervenir que des défauts peu sévères et la présence de bruits n'est pas prise en compte.

f. Commande prédictive

Elle consiste à déterminer l'action de commande qui minimise l'écart entre une prédiction de la sortie du système et la trajectoire de référence désirée. Elle offre aussi la possibilité de traiter explicitement les contraintes sur les entrées et l'état du système en les introduisant dans le problème d'optimisation [12].

Dans le domaine de *FTC*, l'importance de cette commande est de pouvoir modifier en ligne les différentes contraintes de contrôle de façon à garantir un niveau de performance acceptable. Cette commande prédictive est très convenable à la conception d'une commande *FTC* avec sa caractéristique d'auto-reconfiguration.

Cependant, la plupart de ces méthodes sont valables sous certaines hypothèses:

- le modèle des défauts doit être parfaitement connu.
- les défauts considérés doivent être de faible amplitude.

g. Neuro-floues

Ces méthodes basées sur les réseaux de neurones et de la logique floue, ont aussi reçu une grande attention de la part de la communauté s'intéressant à la commande tolérante aux défauts. Ces méthodes ont le principal avantage de très bien s'appliquer sur des systèmes non linéaires habituellement modélisés par des modèles flous de Takagi-Sugeno. Les capacités d'apprentissage de ces méthodes rendent possible l'adaptation du modèle suite à l'apparition d'un défaut dans le système. Pour plus de détails sur ces méthodes neuro-flou pour le *FTC*, on pourra se référer aux travaux [12] pour une loi de commande tolérante basée sur une représentation floue de type Takagi-Sugeno.

h. Commande à structure variable (modes glissants)

La raison d'utiliser la commande par modes glissants provient du fait que cette dernière allège les problèmes engendrés par des variations paramétriques, des incertitudes de modélisation ou des dynamiques négligées. La commande par modes glissants a ainsi intégré un nombre important d'applications, telles que l'aérospatial, la robotique [13]. Les raisons qui ont permis l'évolution et l'essor de cette commande résident dans ses performances considérables, aussi bien pour les systèmes linéaires que pour les systèmes non linéaires. Mais surtout à sa propriété de robustesse explicite vis-à-vis des perturbations et des incertitudes. La commande par modes glissants, telle qu'elle vient d'être décrite, rentre dans le cadre de l'approche passive de l'accommodation aux défauts. Cependant, des méthodes, utilisant cette commande dans le cadre de l'approche active, ont été proposées [14].

Enfin, après ce tour sur ces méthodes, on peut constater que les méthodes *AFTC* se distinguent des méthodes *PFTC* par les principes énoncés précédemment tels l'utilisation d'un module *FDD* et la synthèse en ligne du régulateur. Lors de la conception d'un système *FTC* actif, on rencontre plusieurs problèmes:

- la difficulté d'intégration des blocs *FTC* et *FDD* du système.
- En pratique, le retard dans l'identification du défaut, dû au bloc *FDD*, il peut engendrer des résultats erronés par le bloc *FTC*.
- La difficulté de la synthèse des techniques *FTC* pour les systèmes non linéaires.
- Les limites dans le signal de commande dans la pratique rendent la synthèse de la *FTC* parfois impossible.

i. Bloc FDD et FTC intégrés

Dans ce cas, les défauts possibles, sont représentés par des signaux et estimés par le même algorithme qui calcule la loi de commande [15]. Les défauts sont tout d'abord modélisés puis une commande insensible à ces derniers est conçue. Ainsi, l'opérateur peut être averti de la présence du défaut grâce aux processus de surveillance.

Il y a plusieurs autres approches intégrant les blocs *FDD* et *FTC* qui sont [8]:

- la combinaison des approches *FDD* à base de modèles multiples avec la redistribution de la commande ;
- La combinaison de méthodes *FDD* et *FTC* adaptatives ;
- Reconfiguration basée sur l'ajout d'un résidu issu du bloc *FDD* à la commande nominale.

Ces méthodes intégrées ne considèrent pas les incertitudes des modèles. En plus, généralement, un bloc *FDD* est directement connecté à un bloc *FTC* en affectant peu d'attention à la possibilité d'avoir des informations erronées ou imprécises du bloc *FDD*.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un état de l'art des principales commandes tolérantes aux défauts pour amener et justifier les choix et l'orientation de ce mémoire. Il est question donc de rappeler les différentes notions théoriques, définitions et concepts relatifs à ce domaine. Aussi nous avons donné une revue sur un certain nombre de travaux de recherche effectués dans ce domaine. Chaque méthode de commande *FTC* a fait l'objet d'une discussion avec ses avantages et ses inconvénients.

CHAPITRE 3

MODELISATION EN VUE DU DIAGNOSTIC DE

LA MACHINE ASYNCHRONE

3.1 Introduction

Les machines électriques asynchrones sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses, elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé. En effet, la fiabilité et la sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes, la qualité du service et la rentabilité des installations.

La machine asynchrone ou motrice d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître.

Ce chapitre permet de revenir rapidement sur la modélisation de la MAS pour la formulation du problème de la commande tolérante aux défauts. On présente d'abord le modèle triphasé puis à l'aide de la transformation de Park on obtient la représentation dans le repère biphasé (d,q). On introduit les perturbations dues aux variations paramétriques puis celles dues à la présence des défauts qui peuvent survenir tant au stator qu'au rotor de la machine. Pour finir, nous simulons en boucle ouverte les modèles obtenus.

3.2 Description de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est formé :

- d'un stator : anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire.

➤ d'un rotor : anneau de tôles rainurées à l'extérieur, concentrique au premier et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors :

- **Un rotor bobiné** portant un enroulement du même type que celui du stator permet en reliant les trois bornes (si le bobinage est triphasé) à trois bagues sur lesquelles appuyant trois balais d'avoir accès aux phases rétorques pour en modifier, par exemple, les caractéristiques.
- **rotor à cage (d'écureuil)** chaque encoche contient une barre ; le courant qui y passe revient par la barre située à une distance polaire. On a confondu en deux anneaux d'extrémité l'ensemble des connexions reliant deux à deux les barres.

C'est la structure la plus robuste. Elle est utilisée dans les machines de faible puissance (moins de 10 kW), c'est à dire essentiellement destinées aux applications domestiques.

- Dans les deux cas, le circuit est associé à un circuit magnétique qui doit canaliser le flux.

Le moteur asynchrone est donc caractérisé par :

- la présence d'un seul bobinage polyphasé alimenté par une source extérieure, au stator ;
- la présence d'un « bobinage » massif en court-circuit, au rotor.

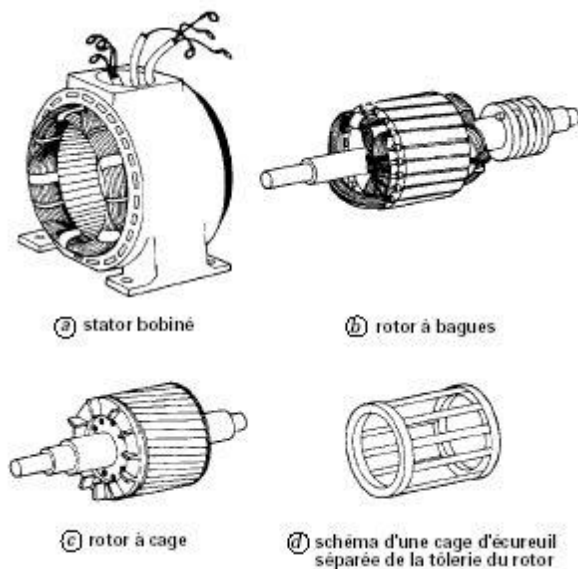


Figure 3-1 : Représentation des éléments d'une machine asynchrone.

3.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

3.3.1 Hypothèses de départ

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des défauts sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courants, vitesse, couple, ...). Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine:

- L'entrefer constant et la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante : Cette hypothèse permet d'introduire le concept d'inductance propre et mutuelle entre les bobinages statoriques et rotoriques.
- Les pertes ferromagnétiques et l'effet des encoches sont négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement, ne sont pas pris en compte.

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator S_a, S_b, S_c , ainsi, que les trois enroulements du rotor R_a, R_b, R_c (figure 2.2). Les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $(2\pi/3)$, ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (R_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (S_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la MAS.

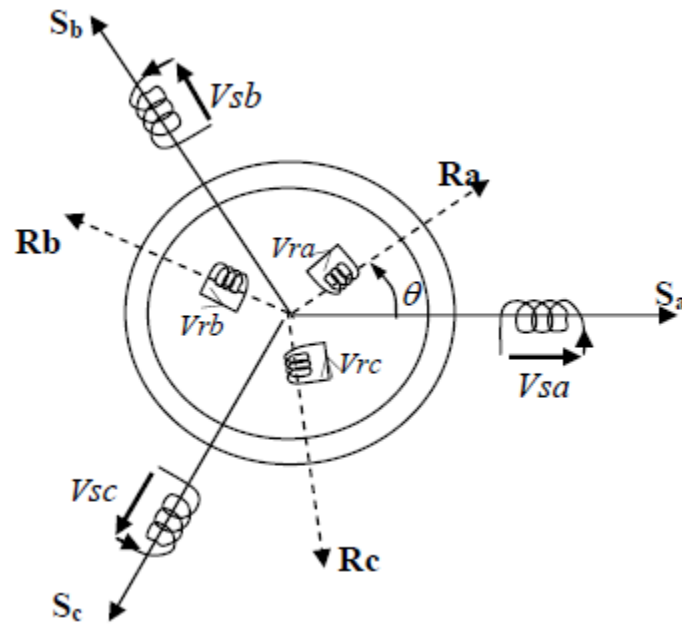


Figure 3-2 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

3.3.2 Equations électriques

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone s'écrivent sous forme matricielle :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (3.1)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \quad (3.2)$$

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$[V_s]$, $[V_r]$: vecteurs des tensions statoriques et rotoriques,

$[I_s]$, $[I_r]$: vecteurs des courants statoriques et rotoriques,

$[\Phi_s]$, $[\Phi_r]$: vecteurs des flux statoriques et rotoriques,

$[R_s]$, $[R_r]$: matrices des résistances statoriques et rotoriques.

3.3.3 Equations magnétiques

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

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (3.5)$$

$$[\Phi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{sr}] \cdot [I_s] \quad (3.6)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor. Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ deviennent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

L_s, L_r : inductances propres statoriques et rotoriques,

M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator,

M_r : inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Où M_0 est l'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont alignés).

En introduisant les équations (3.5) et (3.6) dans (3.1) et (3.2), nous obtenons le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine à tous les régimes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d\{[L_s] \cdot [I_s]\}}{dt} + \frac{d\{[M_{sr}] \cdot [I_r]\}}{dt} \quad (3.9)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d\{[L_r] \cdot [I_r]\}}{dt} + \frac{d\{[M_{sr}] \cdot [I_s]\}}{dt} \quad (3.10)$$

3.4 Modèle de la machine dans le système d'axes d, q

La matrice (3.8) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (3.9), (3.10) et (3.11) sont variables et la résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés importantes, particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de Park [44] permet de contourner, dans un premier temps, ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

3.4.1 Transformation de Park Appliquée à la MAS

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à la figure 2.3

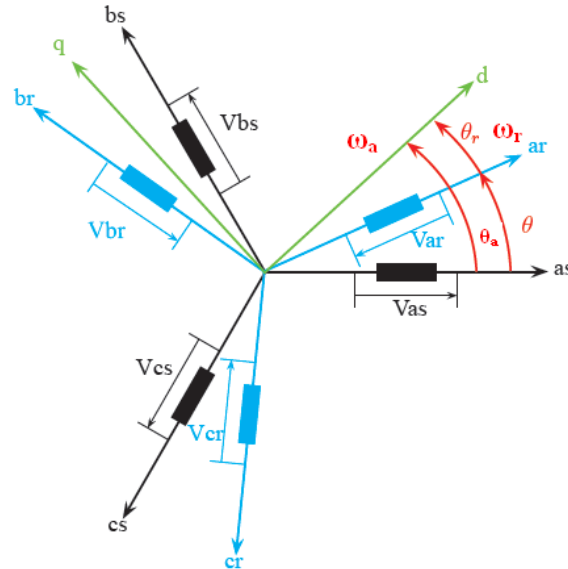


Figure 3-3 : Modèle de la machine après transformation de Park.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe as et l'axe d.

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

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

Nous transformons, ainsi, l'enroulement triphasé a, b, c en trois enroulements orthogonaux d, q, O dénommés :

- Axe direct (indice d),
- Axe transversal (indice q),
- Axe homopolaire (indice O).

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

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées par la transformation inverse de Park donnée par:

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

$$\begin{aligned} [I_{dqo}] &= [P(\theta_a)] \cdot [I_s] \\ [I_s] &= [P(\theta_a)]^{-1} \cdot [I_{dqo}] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Celle des tensions :

$$\begin{aligned} [U_{dqo}] &= [P(\theta_a)] \cdot [U_s] \\ [U_s] &= [P(\theta_a)]^{-1} \cdot [U_{dqo}] \end{aligned} \quad (2.14)$$

La transformation des flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{dqo}] &= [P(\theta_a)] \cdot [\Phi_s] \\ [\Phi_s] &= [P(\theta_a)]^{-1} \cdot [\Phi_{dqo}] \end{aligned} \quad (2.15)$$

3.4.2 Equations électriques et magnétiques dans le repère biphasé

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

Après tout développement de calcul, les équations (3.1), (3.2), (3.5) et (3.6) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ru} \\ v_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du stator et du rotor.

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

Les équations de la machine peuvent être réécrites dans le repère (α, β) à condition de choisir le référentiel. Pour un référentiel lié au stator Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

3.4.3 Equation électromagnétique et mécanique

L'expression du couple électromagnétique, est exprimée par l'équation suivante en fonction des flux et courants statoriques.

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.25)$$

L'équation d'équilibre des couples s'écrit :

$$C_e = C_r \quad (3.26)$$

avec C_e le couple électromagnétique et C_r le couple résistant extérieur.

Si, pour une raison quelconque, cette égalité entre les couples est perturbée ($C_e \neq C_r$), dans ce cas, l'équation d'équilibre des couples est réalisée grâce au couple dynamique :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_e - C_r \quad (3.27)$$

J : moment d'inertie des parties tournantes,

Ω_r : vitesse angulaire mécanique du rotor ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$)

ω_r : pulsation électrique,

P : nombre de paires de pôles,

f : coefficient de frottement.

3.5 Mise en équation d'état

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière, en choisissant comme variables d'états les courants statoriques, les flux rotoriques

selon les axes (α, β) et la vitesse électrique du rotor ω_r [45]. Et comme vecteur de commande les tensions statoriques selon les axes (α, β) . Le couple résistant C_r comme perturbation.

Après l'arrangement des équations (3.21), (3.22), (3.23), (3.24) on obtient ce système :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_\alpha = -\frac{L_r}{L_r L_s - M^2} \left(R_s + \frac{M^2}{L_s T_r} \right) i_\alpha + \frac{M}{L_r L_s - M^2} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + p \omega_r \Phi_{r\beta} \right) + \frac{L_r}{L_s L_r - M^2} u_\alpha \\ \frac{d}{dt} i_\beta = -\frac{L_r}{L_r L_s - M^2} \left(R_s + \frac{M^2}{L_s T_r} \right) i_\beta + \frac{M}{L_r L_s - M^2} \left(\frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} - p \omega_r \Phi_{r\alpha} \right) + \frac{L_r}{L_s L_r - M^2} u_\beta \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p \omega_r \Phi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_\alpha \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + p \omega_r \Phi_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_\beta \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Alors le modèle de la MAS peut se mettre sous la forme d'état, en prenant

$x^T = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \omega_r]$ et comme vecteur de commande $u^T = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]$:

$$\dot{x} = f(x) + B u + d C_r \quad (3.29)$$

Avec

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Ainsi le modèle détaillé est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r \end{array} \right. \quad (3.31)$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(x) = a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ f_2(x) = a_4 x_2 + a_5 x_3 x_5 + a_6 x_4 \\ f_3(x) = a_7 x_1 + a_8 x_3 + a_9 x_4 x_5 \\ f_4(x) = a_{10} x_2 + a_{11} x_3 x_5 + a_{12} x_4 \\ f_5(x) = a_{13} x_1 x_4 + a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 \end{array} \right. \quad (3.32)$$

Soit :

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

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

$T_s = \frac{L_s}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

Ainsi les coefficients (a1...a15) correspondent en fonction des paramètres de la machine à :

$$\begin{aligned} a_1 = a_4 &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right); & a_2 = a_6 &= \frac{1-\sigma}{T_r M\sigma}; & a_3 = -a_5 &= \frac{1-\sigma}{M\sigma} \\ a_7 = a_{10} &= \frac{M}{T_r}; & a_8 = a_{12} &= -\frac{1}{T_r}; & a_9 = -a_{11} &= -1; & a_{13} = -a_{14} &= -\frac{p^2 M}{JL_r} \\ a_{15} &= -\frac{f}{J}; & b_1 = b_2 &= \frac{1}{\sigma L_s}; & d_1 &= -\frac{p}{J} \end{aligned}$$

Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail [46] sont donnés en Annexe.

3.5.1 Perturbations paramétriques

Un terme $\Delta(x, \Delta a_i)$ inconnu mais tout le temps borné s'ajoute dans le modèle (3.31) qui prend alors la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B u + d C_r + \Delta(x, \Delta a_i) \quad (3.33)$$

Une façon de simuler l'effet des variations paramétriques sur le comportement de la machine est de provoquer à un instant donné, un changement aléatoire dans les coefficients du système (2.31).

Exprimons d'abord les variations paramétriques :

$$\begin{aligned} R_s &\rightarrow R_s^0 + \Delta R_s; & L_s &\rightarrow L_s^0 + \Delta L_s; & f &\rightarrow f^0 + \Delta f \\ R_r &\rightarrow R_r^0 + \Delta R_r; & L_r &\rightarrow L_r^0 + \Delta L_r; & J &\rightarrow J^0 + \Delta J \end{aligned} \quad (3.34)$$

Ce qui engendre les variations suivantes dans les coefficients du modèle (2.31) :

$$\begin{cases} a_i \rightarrow a_i + \Delta a_i \\ b_i \rightarrow b_i + \Delta b_i \\ d_1 \rightarrow d_1 + \Delta d_1 \end{cases} \quad (3.35)$$

L'expression des variations paramétriques est obtenue par la formule de la différentielle totale exacte d'une fonction à plusieurs variables. Soit A une application de $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, la différentielle totale exacte de $f(x, y, \dots, z)$ image de (x, y, \dots, z) est donnée par :

$$df = \frac{\partial f}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot dy + \dots + \frac{\partial f}{\partial z} \cdot dz \quad (3.36)$$

On peut écrire aussi :

$$\Delta f = \frac{\partial f}{\partial x} \cdot \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot \Delta y + \dots + \frac{\partial f}{\partial z} \cdot \Delta z \quad (3.37)$$

Ainsi nous obtenons les variations des paramètres par application de la formule (3.37) aux coefficients exprimée dans (3.32) :

$$\Delta a_1 = \Delta a_4 = \frac{1}{L_r^0 L_s^0 - M^2} \left[\left[L_r^0 \Delta R_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta R_r \right] - \frac{1}{L_r^{0^2} (L_r^0 L_s^0 - M^2)} [\gamma_1 \Delta L_s + \gamma_2 \Delta L_s] \right];$$

$$\Delta a_2 = \Delta a_6 = \frac{MR_r^0}{L_r^0 (L_r^0 L_s^0 - M^2)^2} \left[\frac{L_r^0 L_s^0 - M^2}{R_r^0} \Delta R_r - L_r^0 \Delta L_r - \Delta L_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta L_r \right];$$

$$\Delta a_3 = -\Delta a_5 = -\frac{M}{(L_r^0 L_s^0 - M^2)^2} [L_s^0 \Delta L_r + L_r^0 \Delta L_s]; \quad \Delta a_7 = \Delta a_{10} = \frac{MR_s^0}{L_r^0} \left[\frac{\Delta L_r^0}{L_r^0} - \frac{\Delta R_r}{R_r^0} \right];$$

$$\Delta a_8 = \Delta a_{12} = -\frac{R_r^0}{L_r^0} \left[\frac{\Delta L_r}{L_r^0} - \frac{\Delta R_r}{R_r^0} \right]; \quad \Delta a_9 = \Delta a_{11} = 0; \quad \Delta a_{13} = -\Delta a_{14} = \frac{p^2 M}{J^0 L_r^0} \left[\frac{\Delta J}{J^0} - \frac{\Delta L_r}{L_r^0} \right];$$

$$\Delta a_{15} = \frac{f^0}{J^0} \left[\frac{\Delta J}{J^0} - \frac{\Delta f}{f^0} \right]; \quad \Delta b_1 = \Delta b_2 = \left[-L_r^0 \Delta L_s + \frac{M^2}{L_r^0} \Delta L_r \right]; \quad \Delta d_1 = \frac{p}{J^0} \left[\frac{\Delta J}{J^0} \right];$$

Où :

$$\gamma_1 = L_r^{0^2} (R_s^0 L_r^{0^2} + (L_r^0 L_s^0 - M^2) R_r^0 M^2)$$

$$\gamma_2 = L_r^{0^2} M^2 + (2L_r^0 L_s^0 - M^2) R_r^0 M^2$$

Se basant sur ce résultat, on injecte (3.35) dans (3.31) pour obtenir un système d'équations de la forme (3.33). Soit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_3 = f_3(x) + \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) + \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d_1 C_r + \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{cases} \quad (3.38)$$

3.6 Modèle de la MAS en présence de défauts

Dans cette section nous mettons en évidence le changement du modèle de la MAS en présence de défauts. Un terme V représentant une perturbation inconnue mais tout le temps borné qui résulte de la présence d'un ou plusieurs défauts dans la machine s'ajoute dans modèle (3.29) qui s'écrit alors en absence de perturbations paramétriques sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + B u + d C_r + \sigma V \quad (3.49)$$

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

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Comme il a été précisé plus haut, notre étude des défauts est basée sur l'analyse du spectre des courants statoriques pour détecter les défauts qui y provoquent une ou plusieurs harmoniques dont les fréquences ont été données dans la section précédente.

3.6.1 Modélisation des harmoniques causés par les défauts

Dans cette section, on va brièvement voir les changements du modèle de la MAS en présence des défauts. Comme il a été précisé plus haut, en présence des défauts, les courants dans le repère (α, β) sont augmentés d'une sinusoïde de pulsation $2\pi f_i$ (f_i étant la fréquence caractéristique du défaut) et une amplitude et phase A_d et φ_d respectivement [47, 48, 49]:

$$\begin{cases} I_\alpha \rightarrow I_\alpha + \sum_{i=1}^{n_f} A_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i) \\ I_\beta \rightarrow I_\beta + \sum_{j=1}^{n_f} A_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \end{cases} \quad (3.52)$$

$i, j = 1, \dots, n_f$

n_f étant le nombre des harmoniques générées par tous les défauts.

Notons aussi que nous avons gardé les mêmes notations pour l'amplitude et la phase car celles-ci restent inconnues. Par contre, la pulsation ω_i n'est pas égale à $2\pi f_i$ à cause de la transformation de Park mais elle est donnée par [47,49] :

$$\omega_i = 2\pi(f_i + f_a) \quad (3.53)$$

Avec :

f_a : fréquence d'alimentation

Une façon d'introduire ces harmoniques dans le système d'état (2.29) est d'utiliser un système différentiel linéaire stable représenté sous forme d'équations d'état :

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (3.54)$$

Le système (3.54) n'est autre qu'une représentation d'état de toutes les harmoniques affectant les courants statoriques. La matrice dynamique S étant la seule caractéristique connue du système, elle est constituée des pulsations ω_i

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1 \dots, n_f \end{cases} \quad (3.55)$$

On a :

$$\begin{cases} \dim(S) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(z) = 2n_f \times 1 \end{cases} \quad (3.56)$$

On réécrit le système (3.54) sous la forme suivante:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{2n_f} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_2 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S_{n_f} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} \quad (3.57)$$

Donc le système (3.54) se décompose en n_f sous systèmes \bar{z}_j :

$$z^T = [\bar{z}_1 \ . \ . \ . \bar{z}_{n_f}] \quad (3.58)$$

Les amplitudes A_i et les phases φ_i ne sont pas connues et reflètent l'aspect aléatoire des défauts ainsi que leur sévérité.

Telle que :

$$\dot{\bar{z}}_i = S_i \cdot \bar{z}_i \quad (3.60)$$

Où :

$$\begin{cases} \bar{z}_j = \begin{bmatrix} \bar{z}_{2i-1} \\ \bar{z}_{2i} \end{bmatrix} \\ j = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (3.61)$$

Si on développe (3.60), prenant en considération (3.61) et (3.55), on trouve :

$$\bar{z}_{2i-1} = \omega_i \cdot \bar{z}_{2i} \quad (3.62)$$

Et sa dérivée :

$$\bar{z}_{2i-1} = \omega_i \cdot \bar{z}_{2i} = -\omega_i^2 \cdot \bar{z}_{2i-1} \quad (3.63)$$

Donc :

$$\bar{z}_{2i-1} + \omega_i^2 \cdot \bar{z}_{2i-1} = 0 \quad (3.64)$$

La solution de l'équation (3.64) est donnée par :

$$\bar{z}_{2i-1} = A_i \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \quad (3.65)$$

En considérant l'équation (3.52), on peut écrire en vertu de (3.65), la nouvelle forme des courants i_α et i_β :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + z_{2i-1} \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + z_{2i} \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (3.66)$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + \sum_{i=1}^{n_f} z_{2i-1} \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + \sum_{i=1}^{n_f} z_{2i} \end{cases} \quad (3.67)$$

Cette équation, peut être réécrite sous une forme matricielle plus compacte :

$$\begin{cases} i_\alpha \rightarrow i_\alpha + Q_d z \\ i_\beta \rightarrow i_\beta + Q_q z \end{cases} \quad (3.68)$$

Avec l'expression des matrices Q_d et Q_q sont telle que $\dim(Q_d)=\dim(Q_q)=1 \times 2n_f$:

$$\begin{cases} Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0] \\ Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1] \end{cases} \quad (3.69)$$

En utilisant (3.68) on trouve que les courants i_α et i_β prennent la forme :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} \rightarrow \frac{d}{dt} i_\alpha + Q_d \cdot S \cdot z \\ \frac{di_\beta}{dt} \rightarrow \frac{d}{dt} i_\beta + Q_q \cdot S \cdot z \end{cases} \quad (3.70)$$

3.6.2 Effet sur le modèle

Pour obtenir le modèle de la MAS en présence de défauts, il suffit maintenant d'injecter les équations (3.68) et (3.70) dans (3.29) en se rappelant que $i_\alpha = x_1$ et $i_\beta = x_2$. Le résultat est un système de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + b_1 u_1 + V_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_2 u_2 + V_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = f_5(x) + d1 C_r \end{cases} \quad (3.71)$$

Avec :

$$V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d \cdot z + Q_d \cdot S \cdot z \\ a_4 \cdot Q_q \cdot z + Q_q \cdot S \cdot z \end{bmatrix} = -\Gamma z \quad (3.72)$$

Avec :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_d + Q_d \cdot S \\ a_4 \cdot Q_q + Q_q \cdot S \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

Remarque: le signe négatif dans l'expression de V n'a pas une grande signification car cette perturbation est inconnue a priori, il est introduit juste pour faciliter la suite des calculs.

Enfin, les défauts vus de cette manière, sont des perturbations qu'on introduit dans le système (3.72) et qui sont générées par le système (3.54) ce qu'on peut récapituler ainsi :

$$\begin{cases} \dot{z} = Sz \\ V = -\Gamma z \end{cases} \quad (3.74)$$

3.6.3 Exemples

3.6.3.1 un seul défaut affecte la machine au niveau du stator

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

$$\dim(z) = 2 ; \dim(S)=2 \times 2 ; \dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 2 ; \dim(\Gamma) = 2 \times 2$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

$$Q_d = [1 \ 0] \text{ et } Q_q = [0 \ 1] \quad (3.76)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_1 \\ -\omega_1 & a_4 \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

3.6.3.2 Deux défauts un au niveau du rotor l'autre au niveau du stator

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

$$\dim(z) = 6 ; \dim(S) = 6 \times 6 ; \dim(Q_d) = \dim(Q_q) = 1 \times 6 ; \dim(\Gamma) = 2 \times 6$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_3 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

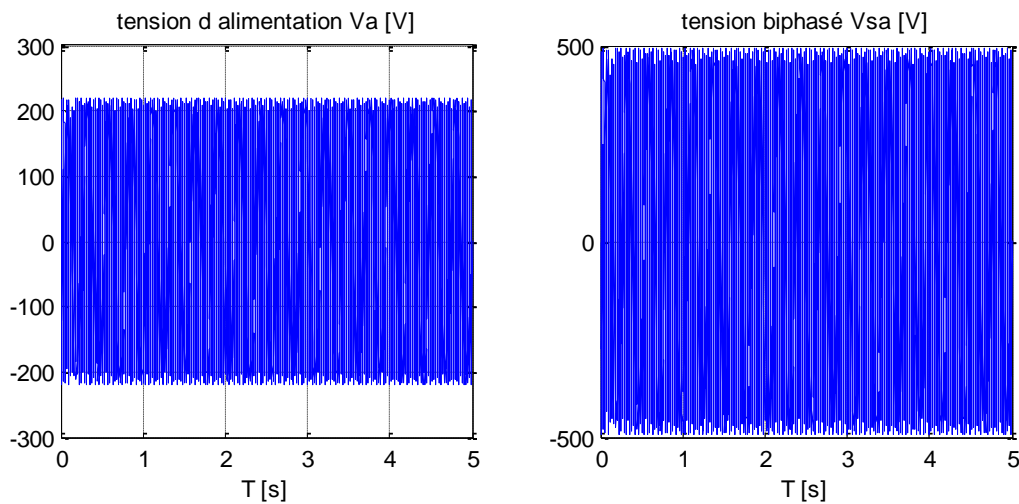
$$Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0] \text{ et } Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1] \quad (3.79)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \omega_1 & a_1 & \omega_1 & a_1 & \omega_1 \\ -\omega_1 & a_4 & -\omega_1 & a_4 & -\omega_1 & a_4 \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

3.7 Simulations

a. comportement de la machine sans aucune charge sans aucune perturbation:

Dans cette section, nous simulons en boucle ouverte le modèle que nous avons élaboré de la MAS :



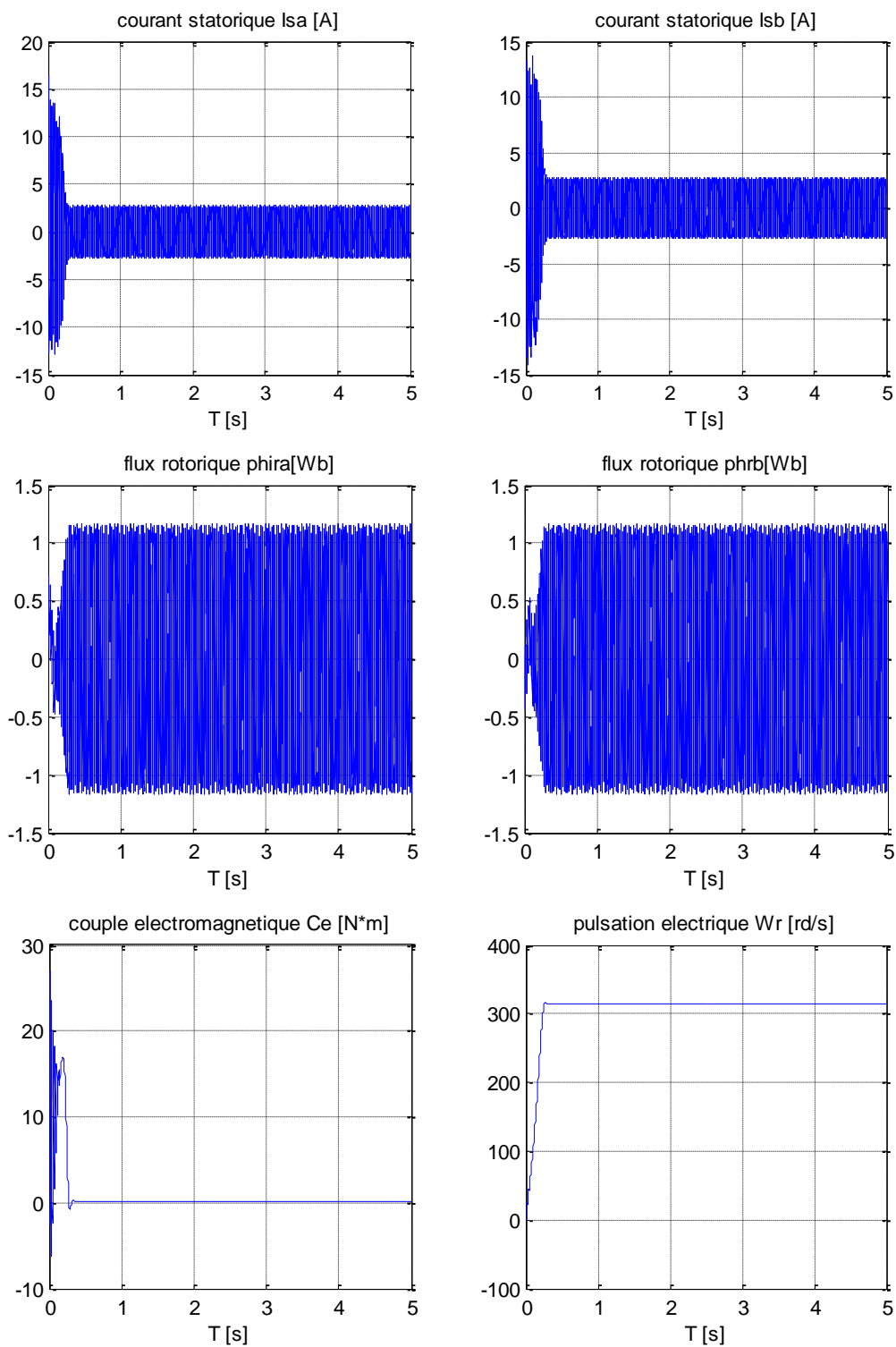


Figure 3-4: Comportement de la machine sans aucune charge.

b. Effet du couple de charge:

à $t=2$ sec on introduit un couple égal au couple nominal, puis on le double à $t=3.5$ sec.

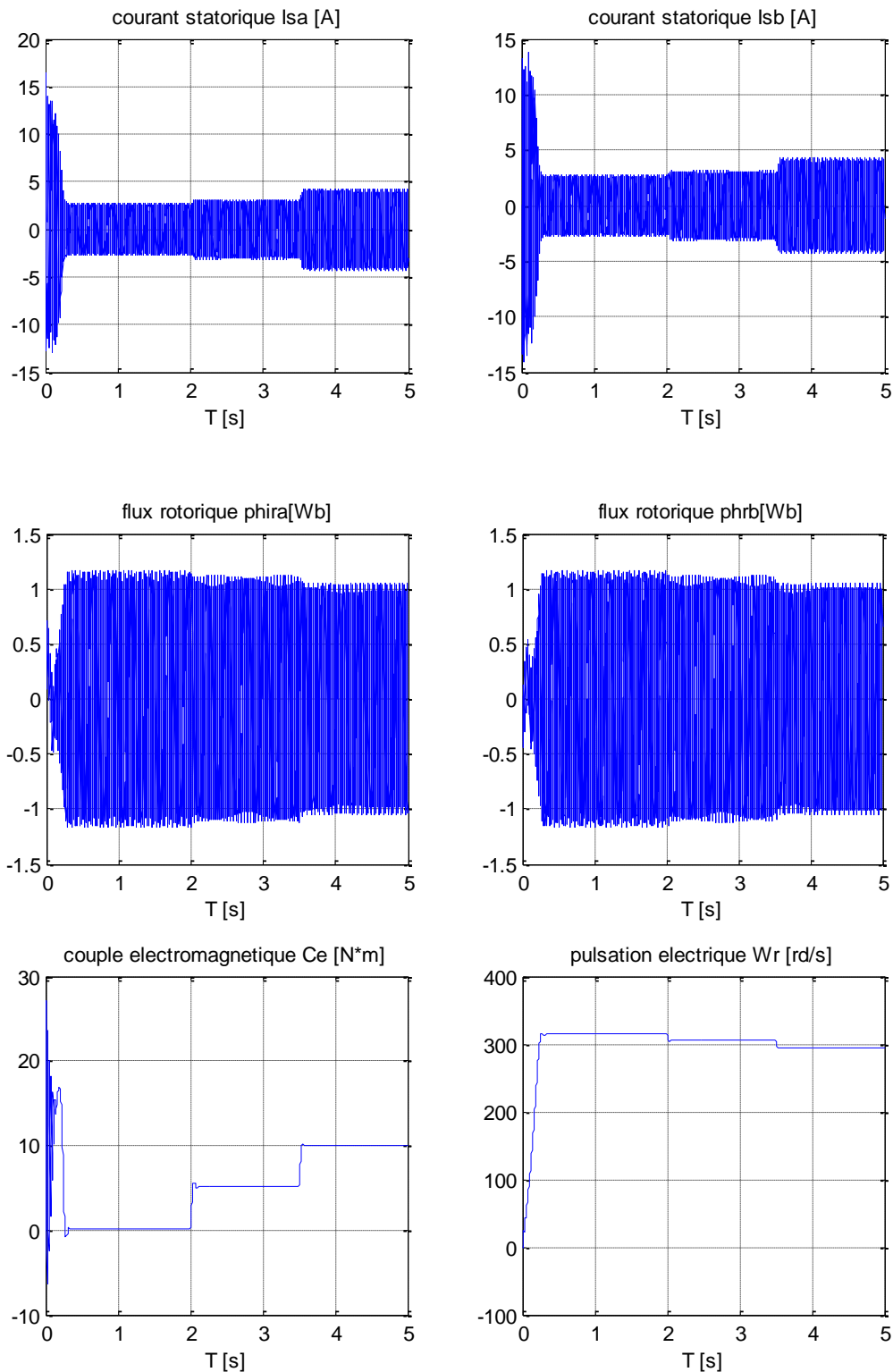


Figure 3-5: Simulation de l'effet du couple de charge.

c. effet des perturbations paramétriques et du couple de charge:

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à $t=2$ sec on introduit l'effet d'une variation 80% dans les paramètres résistive (R_s , R_r) et mécaniques (j , f) de la machine.

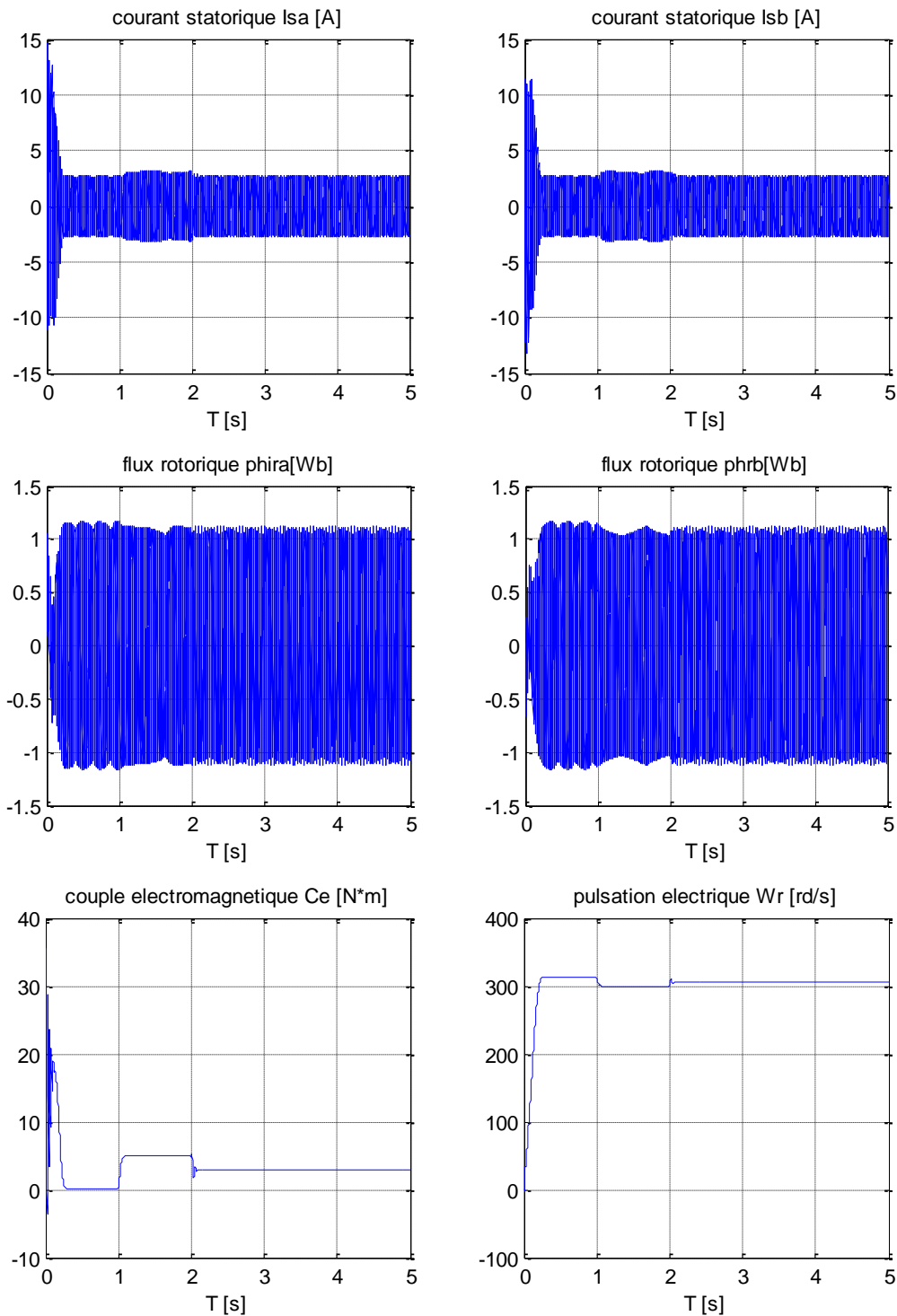


Figure 3-6: Effet d'une variation de 80% des paramètres résistive et mécanique.

d. effet des perturbations paramétriques de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor) :

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à $t=2$ sec on introduit l'effet d'une variation de 80% dans les paramètres résistive et mécanique de la machine et à $t=3$ sec l'effet de deux défauts générant trois harmoniques de phases nulles, fréquence 10, 15, 20 Hz et d'amplitude 8,10,5 respectivement.

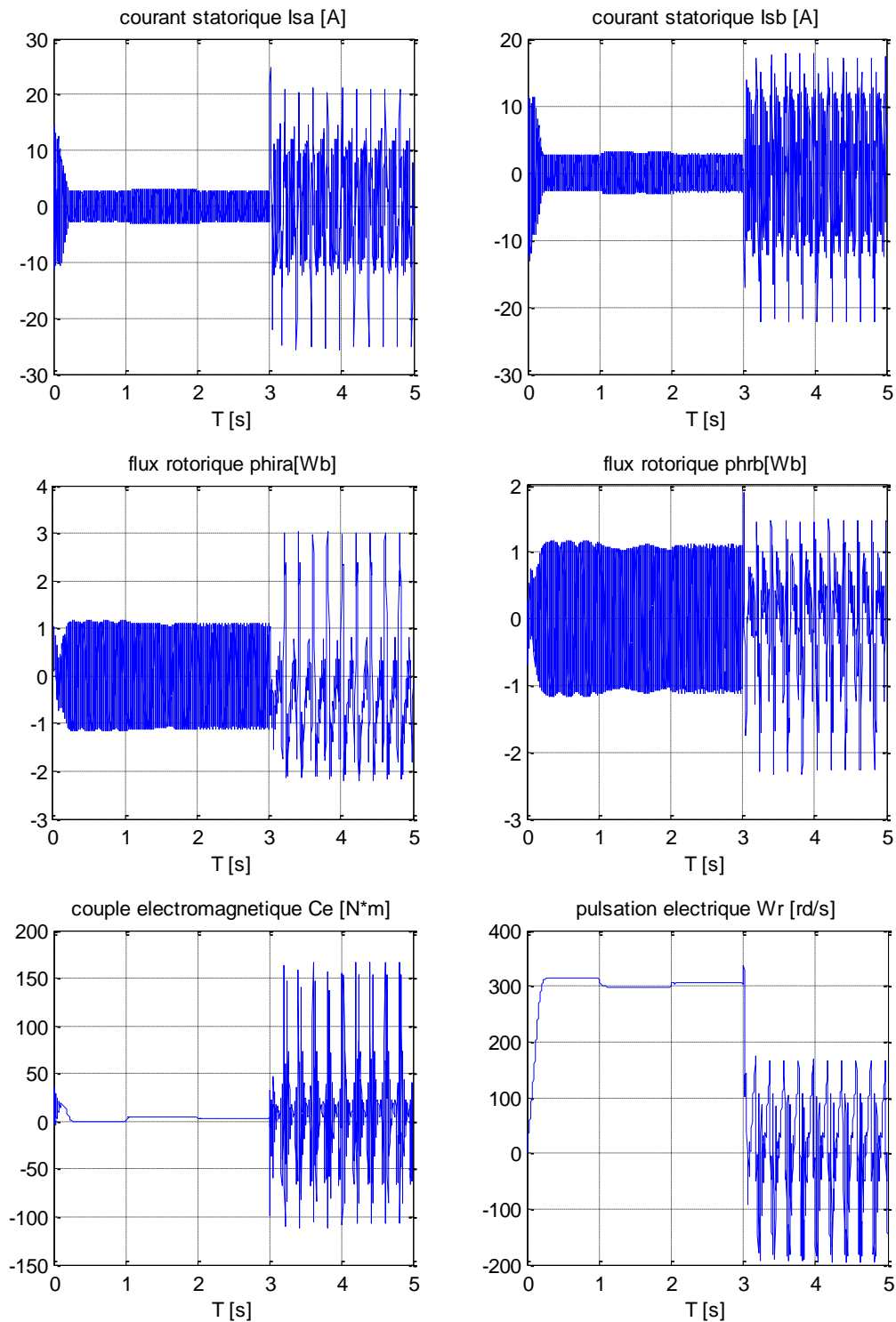


Figure 3-7: Effet de trois harmoniques dues à deux défauts (stator et rotor).

Les simulations en boucle ouverte ont permis d'étudier le comportement de la machine et ont mis en évidence l'effet de chaque perturbation. Dans la figure (3.8) nous avons simulé la machine en boucle ouverte sans aucune charge pour retrouver les courbes classiques de la MAS (celles trouvées dans la littérature). D'après les figures (3.9), (3.10) et

(3.11), l'effet des variations paramétriques et des défauts sur l'état de la machine peut être grave et doit donc être compensé par des lois de commande convenables.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle détaillé de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Nous avons d'abord présenté le modèle sain puis nous avons introduit des perturbations dues aux variations paramétriques puis nous avons présenté le modèle de la machine en présence des défauts. Les simulations de ces modèles en boucle ouverte nous ont permis de retrouver les courbes classiques de la MAS et d'étudier le comportement de la machine dans les différents régimes de fonctionnement.

A partir des résultats obtenus, il est alors possible d'exploiter ce modèle dans les chapitres suivants afin d'élaborer des lois de commande adéquates.

CHAPITRE 4

COMMANDE FTC PASSIVE BASEE SUR LE

PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

ET L'OBSERVATEUR NON LINEAIRE

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous synthétiserons les commandes par le mode glissant et par backstepping, qui sont basées sur le principe de l'orientation du flux rotorique [50], [51]. Ensuite, nous synthétiserons une commande par le mode glissant dans le repère $(\alpha\beta)$. Un observateur adaptatif est dimensionné pour estimer les variables d'états du flux rotorique, du couple de charge et de la résistance rotorique tout en supposons que la vitesse du rotor et les courants statoriques sont mesurables, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone.

4.2 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle est une commande basée sur le principe du champ orienté. Donnée lieu à des réalisations industrielles depuis son développement par [52]. Son objectif est d'avoir un couple électromagnétique proportionnel au courant statorique de la machine (comme dans le cas d'une machine à courant continu à flux constant) dans le but de contrôler le couple électromagnétique et par conséquent la vitesse mécanique de la machine.

Cette méthode consiste à orienter le flux rotorique suivant la direction de l'axe tournant (d), ce qui permet à transformer le modèle de la machine donné par (4.31) dans le repère tournant $(\alpha\beta)$. Dans ces nouvelles coordonnées, on peut noter qu'en maintenant le flux rotorique de la machine constant, on obtient un couple électromagnétique proportionnel à la variable de commande représentée par le courant statorique [53].

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

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad (4.1)$$

La transformation du repère $\alpha\beta \rightarrow dq$ se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Avec :

$$\bar{\Phi}_r = \Phi_{r\alpha} + j \cdot \Phi_{r\beta} = \sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \cdot \left[\frac{\Phi_{r\alpha}}{\sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)}} + j \cdot \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)}} \right] \quad (4.5)$$

$$\bar{\Phi}_r = \sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \cdot [\cos(\theta_s) + j \cdot \sin(\theta_s)] \quad (4.6)$$

Les équations (4.2), (4.3) et (4.4) deviennent :

$$i_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} i_{s\beta}}{\sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)}} \quad (4.7)$$

$$i_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}}{\sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)}} \quad (4.8)$$

$$\Phi_{rd} = \sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \quad (4.9)$$

$$\Phi_{rq} = 0 \quad (4.10)$$

$$V_{sd} = u_1 = \frac{\Phi_{r\alpha} V_{s\alpha} - \Phi_{r\beta} V_{s\beta}}{\sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)}} \quad (4.11)$$

$$V_{sq} = u_2 = \frac{\Phi_{r\alpha} V_{s\beta} - \Phi_{r\beta} V_{s\alpha}}{\sqrt{(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)}} \quad (4.12)$$

Dans cette partie, on applique la transformation $\alpha\beta \rightarrow dq$ au système d'équations (2.31), dont le calcul détaillé n'est présenté dans ce travail.

Le nouveau modèle de la machine dans le repère (dq) est donné par :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \dot{\theta}_s x_2 + a_2 x_3 \\ -\dot{\theta}_s x_1 + a_1 x_2 + a_5 x_3 x_5 \\ a_8 x_3 + a_{10} x_1 \\ 0 \\ a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$y = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_5 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Avec :

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq} \ \omega_r]; \quad \dot{\theta}_s = \left(x_5 + a_7 \frac{x_2}{x_3} \right) \quad (4.15)$$

4.3 Commande par le mode de glissement [54]

4.3.1 Principe

La commande à structure variable (CSV), qui est par sa nature une commande non linéaire, est une commande robuste. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement. Quand les

états sont maintenus sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique) tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

4.3.2 Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant.

Dans la 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. Le mouvement le long duquel se produit le glissement est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- ✓ 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 tend vers la surface de glissement $S(x, y) = 0$.
- ✓ 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 $S(x, y) = 0$.
- ✓ Le mode du régime permanent (MRP) : Ce mode interprète la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

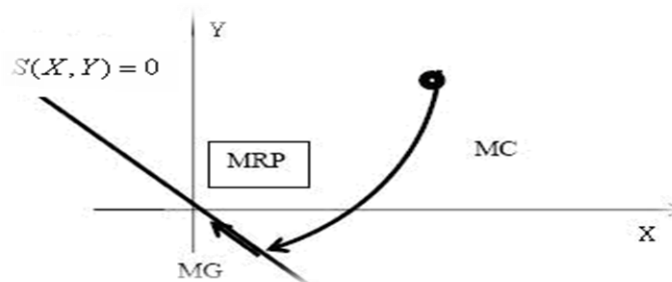


Figure 4-1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

4.3.3 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Soit le système défini par l'équation d'état suivante

$$\dot{x} = f(x) + g(x) u \quad (4.16)$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur de commande u de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface, plusieurs formes linéaires et non linéaires sont proposées. Parmi les surfaces linéaires, nous citons la surface de proposée par Slotine.

$$S_j = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_j \right)^{r_j-1} e_j; j = (1, m) \quad (4.17)$$

Où :

x est le vecteur d'état ;

e_j est l'erreur de poursuite de la sortie $e_j = y_j - y_j^d$

λ_j est une constante positive qui interprétera la dynamique de la surface

r_j est le degré relatif du système.

4.3.4 Condition de convergence et d'existence

La condition d'existence et de convergence est le critère qui assure aux états du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Pour assurer le mode de convergence, il faut assurer les conditions suivantes :

$$S_j(x)^T \cdot \dot{S}_j(x) < 0 \quad (4.18)$$

4.3.5 Calcul de la commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

En effet, la partie continue est amenée à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un

contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties : une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilisation (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n = A^{-1}(x)(B(x) + K_s \text{sign}(S) + G_s S) \quad (4.19)$$

$$u_{eq} = A^{-1}(x)B(x) \quad (4.20)$$

$$u_n = A^{-1}(x)(K_s \text{sign}(S) + G_s S) ; \text{ avec } K_s > 0 \text{ et } G_s > 0 \quad (4.20)$$

Avec :

$$S = [S_1 \quad \cdots \quad S_m]^T ;$$

$$A(x) = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x)\right) \text{ et } B(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x)\right) \quad (4.21)$$

La commande u_{eq} correspond à celle proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est invariablement nulle et nous aurons $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée, autrement, comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{min} et u_{max} . La commande u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

4.3.6 Application à la MAS

En utilisant la transformation $\alpha\beta \rightarrow dq$ on obtient le nouveau modèle de la machine suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.22)$$

Dans notre cas $g(x)=B$ et $h(x)=C.x$, telle que B et C sont des matrices constantes.

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \left(x_5 + a_7 \frac{x_2}{x_3}\right) x_2 + a_2 x_3 \\ -\left(x_5 + a_7 \frac{x_2}{x_3}\right) x_1 + a_1 x_2 + a_5 x_3 x_5 \\ a_8 x_3 + a_{10} x_1 \\ 0 \\ a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 + d_1 C_r \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$B = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$x^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq} \quad \omega_r] \quad (4.26)$$

4.3.6.1 Le degré relatif du système

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) = C \cdot f(x) = \begin{bmatrix} f_3(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$L_g L_f h(x) \neq 0 \quad (4.28)$$

$$\text{Or: } L_g L_f h(x) = \begin{bmatrix} L_g^{r_1-1} L_f h_1(x) \\ L_g^{r_2-1} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} r_1 - 1 \\ r_2 - 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} r_1 = 2 \\ r_2 = 2 \end{bmatrix} \text{ le degré relatif du système} \quad (4.29)$$

4.3.6.2 Synthèse de la loi de commande

Soit les erreurs de réglage :

$$e_1 = x_3 - x_3^r \quad (4.30)$$

$$e_2 = x_5 - x_5^r \quad (4.31)$$

Soit la surface de glissement suivantes de type SLOITINE :

$$S = \begin{bmatrix} \left(\frac{d}{dt} + \lambda_1\right)^{r_1-1} e_1 \\ \left(\frac{d}{dt} + \lambda_2\right)^{r_2-1} e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 \\ \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_3(x) - \dot{x}_3^r + \lambda_1(x_3 - x_3^r) \\ f_5(x) - \dot{x}_5^r + \lambda_2(x_5 - x_5^r) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \ddot{e}_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 \\ \ddot{e}_2 + \lambda_2 \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_8 f_3(x) + a_{10} f_1(x) + a_{10} b u_1 - \ddot{x}_3^r + \lambda_1 \dot{e}_1 \\ a_{14} x_2 f_3(x) + a_{14} x_3 f_2(x) + a_{15} (a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5) + a_{15} d_1 C_r - \ddot{x}_5^r + \lambda_2 \dot{e}_2 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

L'écriture matricielle de \dot{s} étant :

$$\dot{S} = \frac{\partial S(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial S(x)}{\partial x} g(x) \cdot u = L_f S(x) + L_g S(x) \cdot u = B(x) + A(x) \cdot u \quad (4.34)$$

Avec :

$$B(x) = \begin{bmatrix} a_8 f_3(x) + a_{10} f_1(x) - \ddot{x}_3^r + \lambda_1 \dot{e}_1 \\ a_{14} x_2 f_3(x) + a_{14} x_3 f_2(x) + a_{15} (a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5) + a_{15} d_1 C_r - \ddot{x}_5^r + \lambda_2 \dot{e}_2 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$A(x) = b \begin{pmatrix} a_{10} & 0 \\ 0 & a_{14} x_3 \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

La condition d'attractivité est satisfaite toujours si :

$$S^T \dot{S} < 0 \quad (4.37)$$

Donc d'après (4.19) et (4.20):

$$u_{eq} = u_{eq} = A^{-1}(x)B(x) \quad (4.38)$$

$$u_n = A^{-1}(x)(K_s \text{sign}(S) + G_s S) \quad (4.39)$$

Finalement après les développements nécessaires on aboutit à la loi de commande

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = 1/b \begin{bmatrix} \frac{1}{a_{10}} (-a_8 f_3(x) - a_{10} f_1(x) + \ddot{x}_3^r - \lambda_1 \dot{e}_1 - k_1 \text{sign}(s_1) - g_1 s_1) \\ \frac{1}{a_{14} x_3} (-a_{14} x_2 f_3(x) - a_{14} x_3 f_2(x) - a_{15} (a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5) + \ddot{x}_5^r - \lambda_2 \dot{e}_2 - k_2 \text{sign}(s_2) - g_2 s_2) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

La condition de robustesse par rapport au couple de charge est donnée par :

$$k_2 > |(a_{15} + \lambda_2) d_1 C_{rmax}| \quad (4.41)$$

4.3.7 Résultats de simulations

A l'aide de MATLAB-SIMULINK, est effectuée la simulation de la commande par mode de glissement de la MAS. Les essais sont effectués sous les conditions suivantes :

- ✓ $\omega_r^{ref} = 150 \text{ rd. s}^{-1}$
- ✓ $\Phi_d^{ref} = 1 \text{ Wb}$
- ✓ La valeur initiale du vecteur d'état étant $x_0^T = [0 \ 0 \ 0.02 \ 0 \ 0]$
- ✓ Les gains sont choisis tels que $G_s = \begin{pmatrix} 27 \cdot 10^2 & 0 \\ 0 & 6 \cdot 10^3 \end{pmatrix}$ et $K_s = \begin{pmatrix} 8 \cdot 10^3 & 0 \\ 0 & 18 \cdot 10^3 \end{pmatrix}$.

Figure 3-3 :

À t=1 sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à t=2 sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à t=4 sec on double le couple de charge.

Figure 3-3 :

À t=1 sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à t=2 sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à t=3 sec un seul défaut dans le stator.

Figure 3-4 :

À t=1sec on introduit un couple égal au couple nominal puis à t=2 sec une variation de 80% dans les paramètres résistives et mécaniques de la machine et à t=3 sec une perturbation due à un défaut dans le stator et un défaut dans le rotor.

Figure 3-5 :

Nous considérons la même situation (figure 3.4) mais dans ce cas nous augmentons les gains de la commande afin d'augmenter la robustesse.

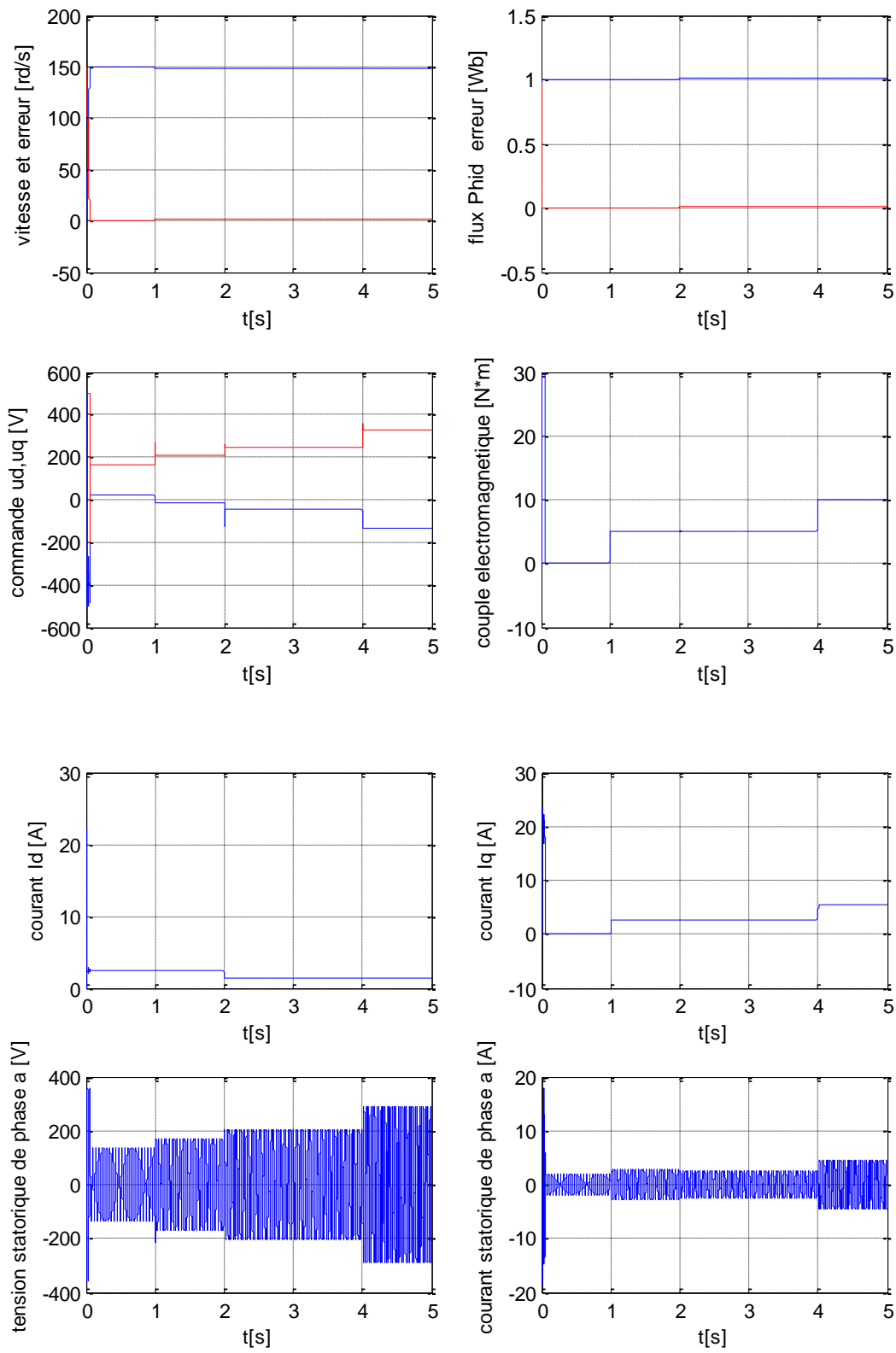


Figure 4-2: Absence de défauts.

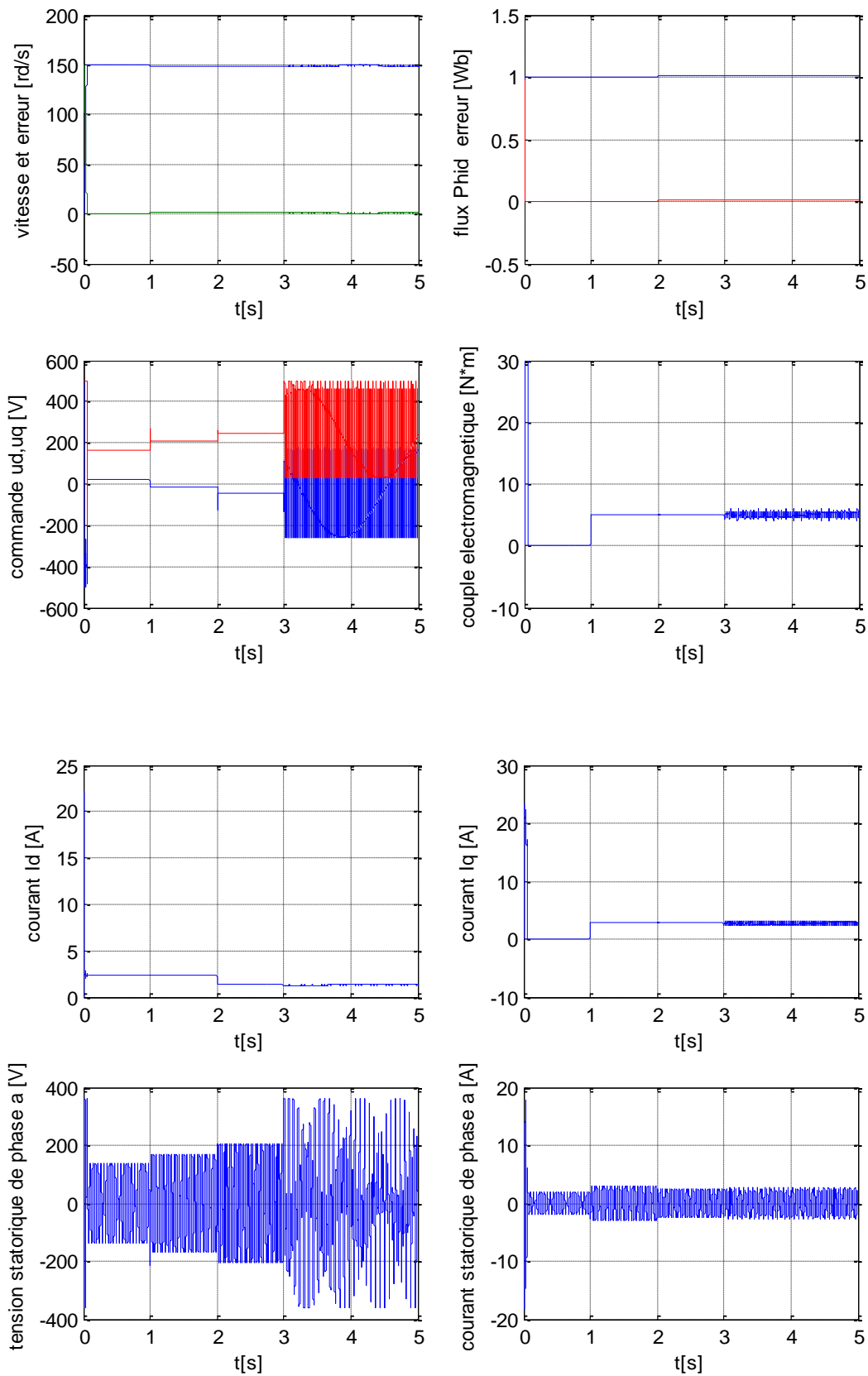


Figure 4-3: Présence d'un seul défaut.

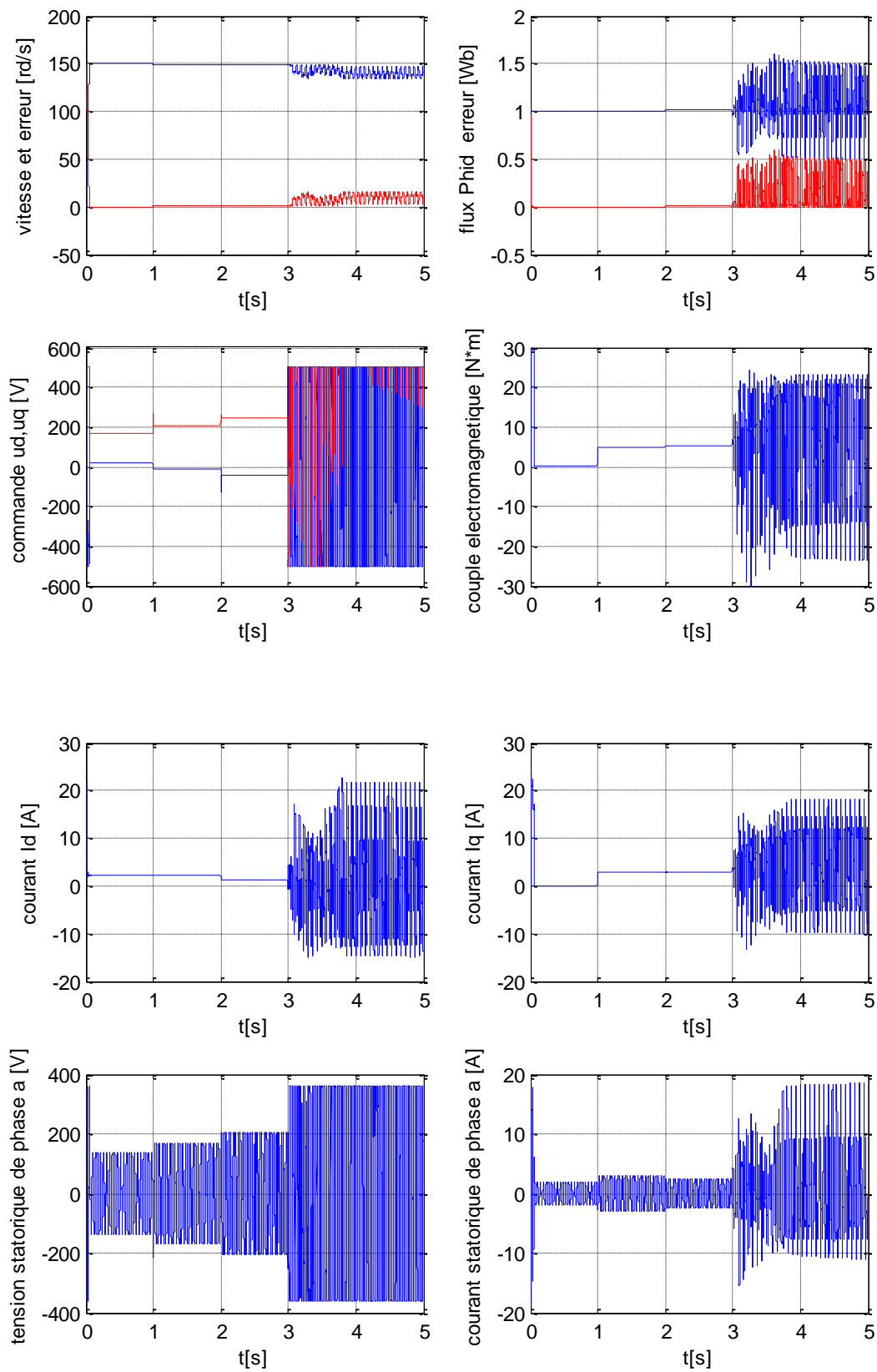


Figure 4-4: Présence de deux défauts.

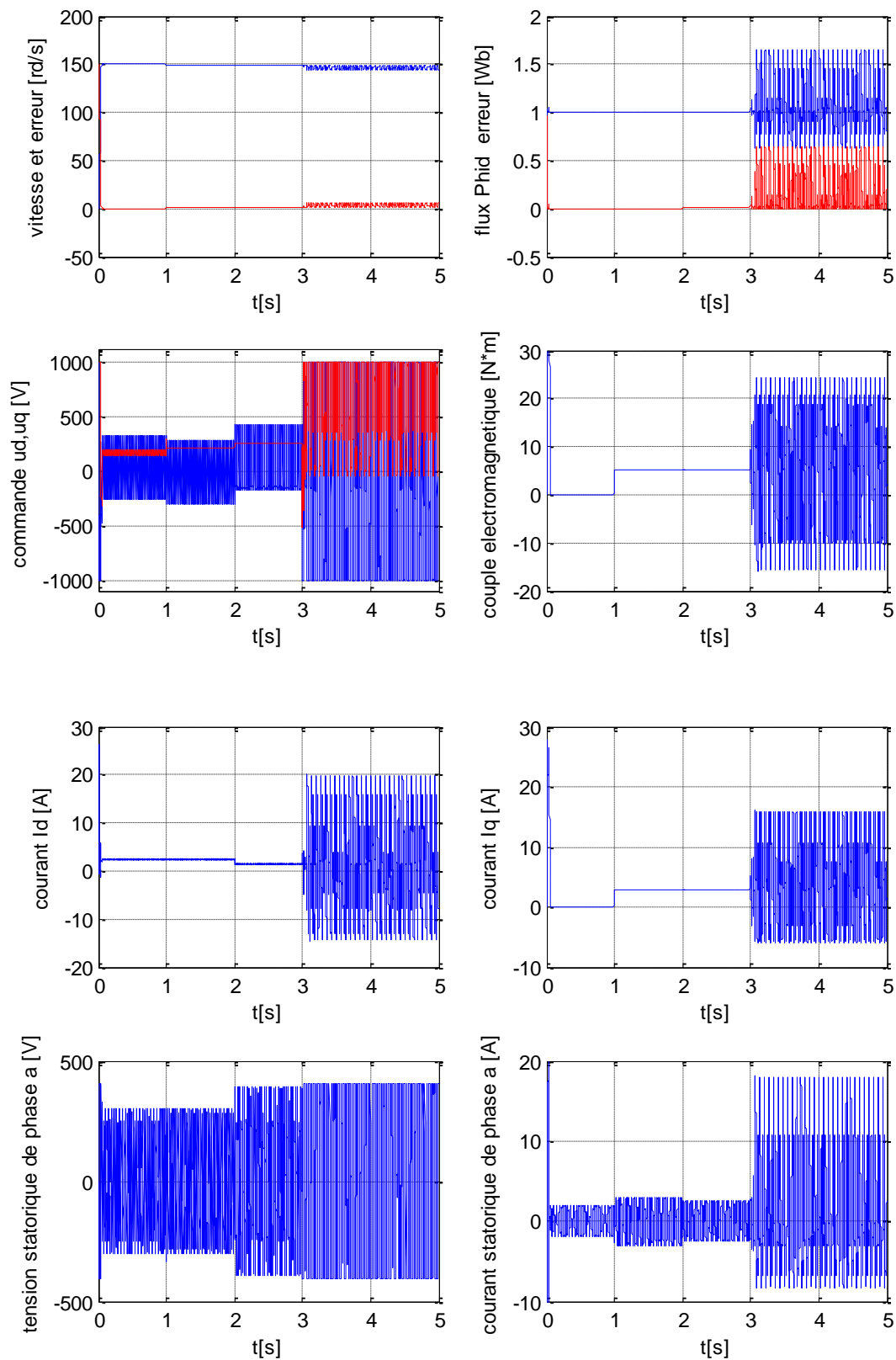


Figure4-5: Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.

D'après les figures de simulations ci-dessus, on voit bien que les objectifs de la commande sont atteints, poursuite de référence et rejet de perturbation et des variations paramétriques, mais elle présente une insuffisance en présence de défauts.

Néanmoins cette commande produit un phénomène néfaste et indésirable le broutement qui est du à la fonction discontinue *Sign*. Pour diminuer son effet plusieurs méthodes sont proposées pour remplacer la fonction *Sign* par d'autres fonctions douces comme : *tanh*, *sat*. Ces méthodes peuvent diminuer le chattering, mais au détriment d'une atténuation du niveau de la robustesse.

4.4 Commande par le backstepping

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos [55] et inspiré par les travaux de Feurer & Morse [56] d'une part et Kokotovic & Sussmann [57] d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour Les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

4.4.1 Application du backstepping à la commande de la MAS

La technique de commande par backstepping est une méthode de synthèse en non linéaire quand il est difficile d'appliquer la méthode directe de Lyapunov. L'application du backstepping à la commande de la machine est divisée en deux étapes [66,67]

➤ Etape1 :

Soient e_1 et e_2 respectivement les erreurs sur la vitesse électrique et le module du flux rotorique e :

$$e_1 = x_3 - x_3^r \quad (4.42)$$

$$e_2 = x_5 - x_5^r \quad (4.43)$$

Soit la fonction de Lyapunov définie positive (FDP) sur \mathbb{R}^2 :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (4.44)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1(a_8x_3 + a_{10}x_1 - \dot{x}_3^r) + e_2(a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 + d1 C_r - \dot{x}_5^r) \quad (4.45)$$

On choisit :

$$x_1 = (i_{sd})_{ref} = \alpha_1(x) = \frac{1}{a_{10}}(-a_8x_3 + \dot{x}_3^r - k_1e_1) \quad (4.46)$$

$$x_2 = (i_{sq})_{ref} = \alpha_2(x) = \frac{1}{a_{14}x_3}(-a_{15}x_5 + \dot{x}_5^r - k_2e_2) \quad (4.47)$$

Avec la condition :

$$k_2 > |d1 C_{rmax}| \quad (4.48)$$

On aura :

$$\dot{V}_1 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 \quad (4.49)$$

Est une fonction de Lyapunov définie négative (FDN) sur \mathbb{R}^2

➤ Etape 2 :

On définit les nouvelles erreurs :

$$e_3 = x_1 - \alpha_1 \quad (4.50)$$

$$e_4 = x_2 - \alpha_2 \quad (4.51)$$

On définit la nouvelle fonction de Lyapunov définie positive sur \mathbb{R}^4 :

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (4.52)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (4.53)$$

$$\dot{V}_2 = e_1(a_8x_3 + a_{10}(x_1 \mp \alpha_1) - \dot{x}_3^r) + e_2(a_{14}x_3(x_2 \mp \alpha_2) + a_{15}x_5 + d1 C_r - \dot{x}_5^r) + e_3(f_1(x) + bu_1 - \dot{\alpha}_1) + e_4(f_2(x) + bu_2 - \dot{\alpha}_2) \quad (4.49)$$

$$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 + e_3(f_1(x) + bu_1 - \dot{\alpha}_1 + \mathbf{a}_{10}\mathbf{e}_1) + e_4(f_2(x) + bu_2 - \dot{\alpha}_2 + \mathbf{a}_{14}x_3\mathbf{e}_2) \quad (4.54)$$

On déduit la loi de commande suivante :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} -f_1(x) + \dot{\alpha}_1 - a_{10}e_1 - k_3e_3 \\ -f_2(x) + \dot{\alpha}_2 - a_{14}x_3e_2 - k_4e_4 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

On aura :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 \quad (4.56)$$

Est une fonction définie négative (FDN) sur \mathbb{R}^4

Finalement,

$$e_3 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow \alpha_1 \Rightarrow e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_3 \rightarrow x_3^r \quad (4.57)$$

$$e_4 \rightarrow 0 \Rightarrow x_2 \rightarrow \alpha_2 \Rightarrow e_2 \rightarrow 0 \Rightarrow x_5 \rightarrow x_5^r \quad (4.58)$$

4.4.2 Résultats de simulations

Les essais sont effectués sous les conditions suivantes :

- ✓ $\omega_r^{ref} = 150 \text{ rd. s}^{-1}$
- ✓ $\Phi_d^{ref} = 1 \text{ Wb}$
- ✓ La valeur initiale du vecteur d'état étant $x_0^T = [0 \ 0 \ 0.02 \ 0 \ 0]$
- ✓ Les gains sont choisis tels que $k_1 = 38 \cdot 10^2, k_2 = 2 \cdot 10^3, k_3 = 4 \cdot 10^3, k_4 = 4 \cdot 10^3$.

On garde les mêmes séquences de simulations que les précédentes

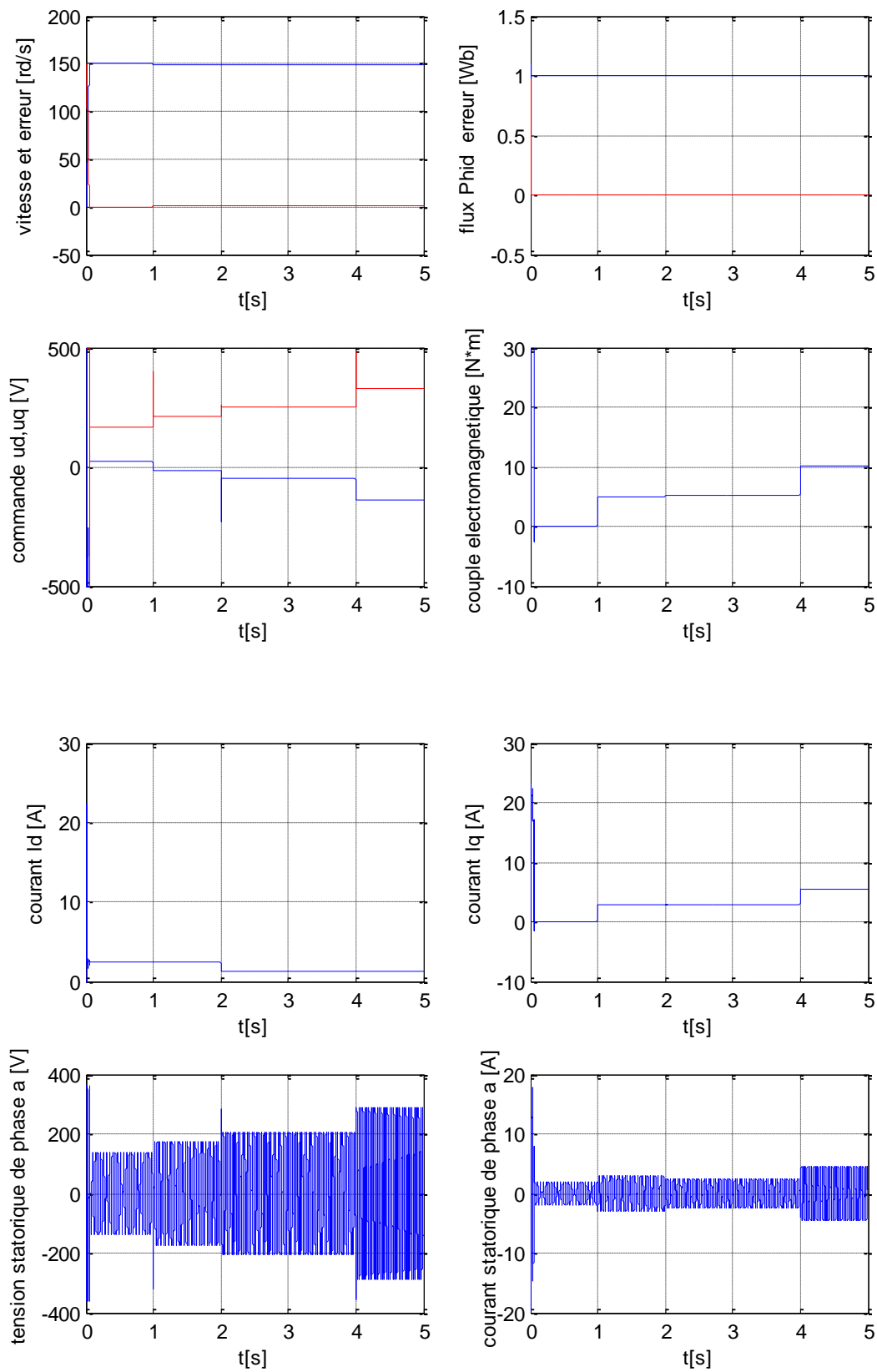


Figure 4-6: Absence de défauts.

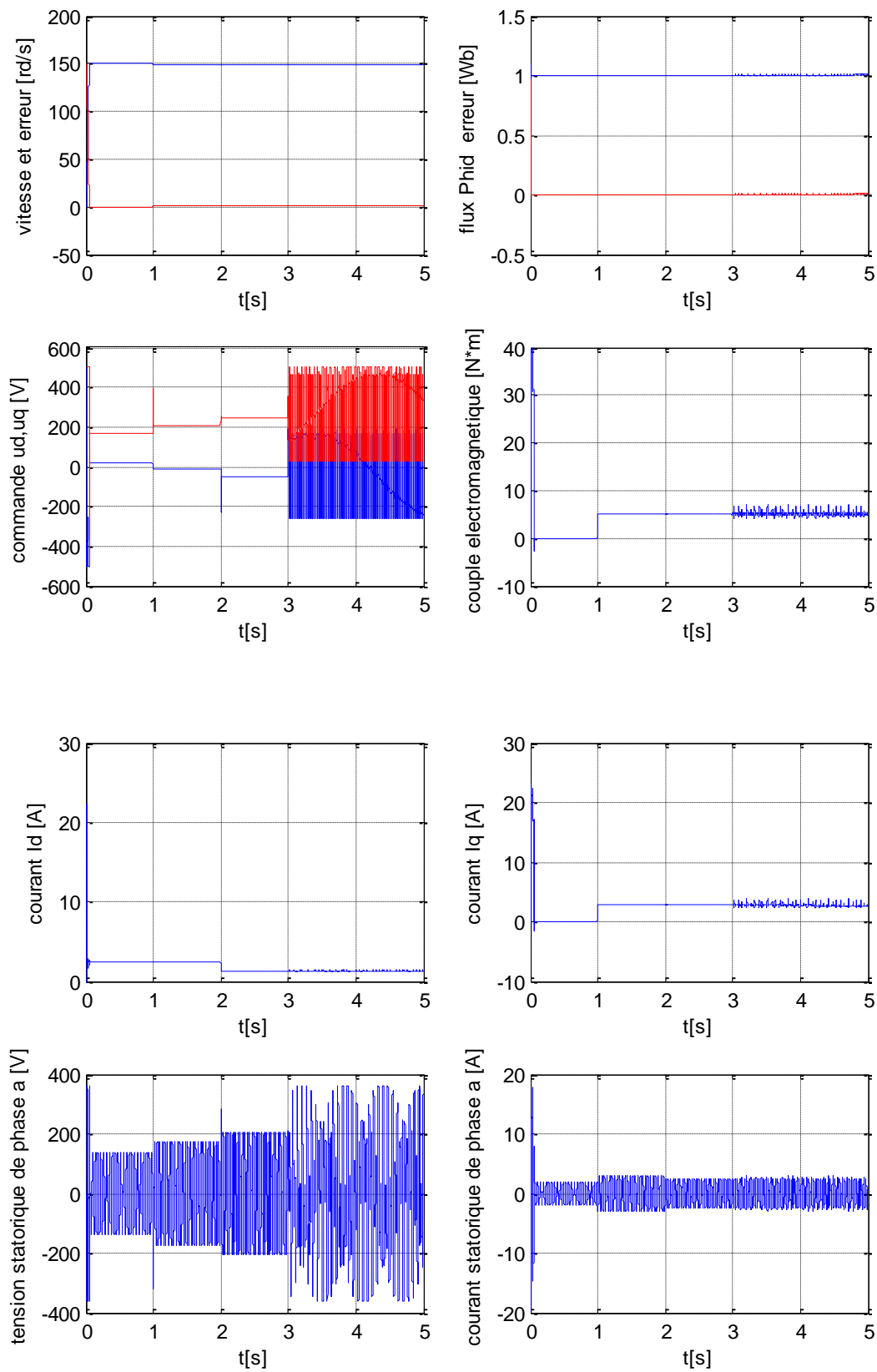


Figure 4-7: Présence d'un seul défaut.

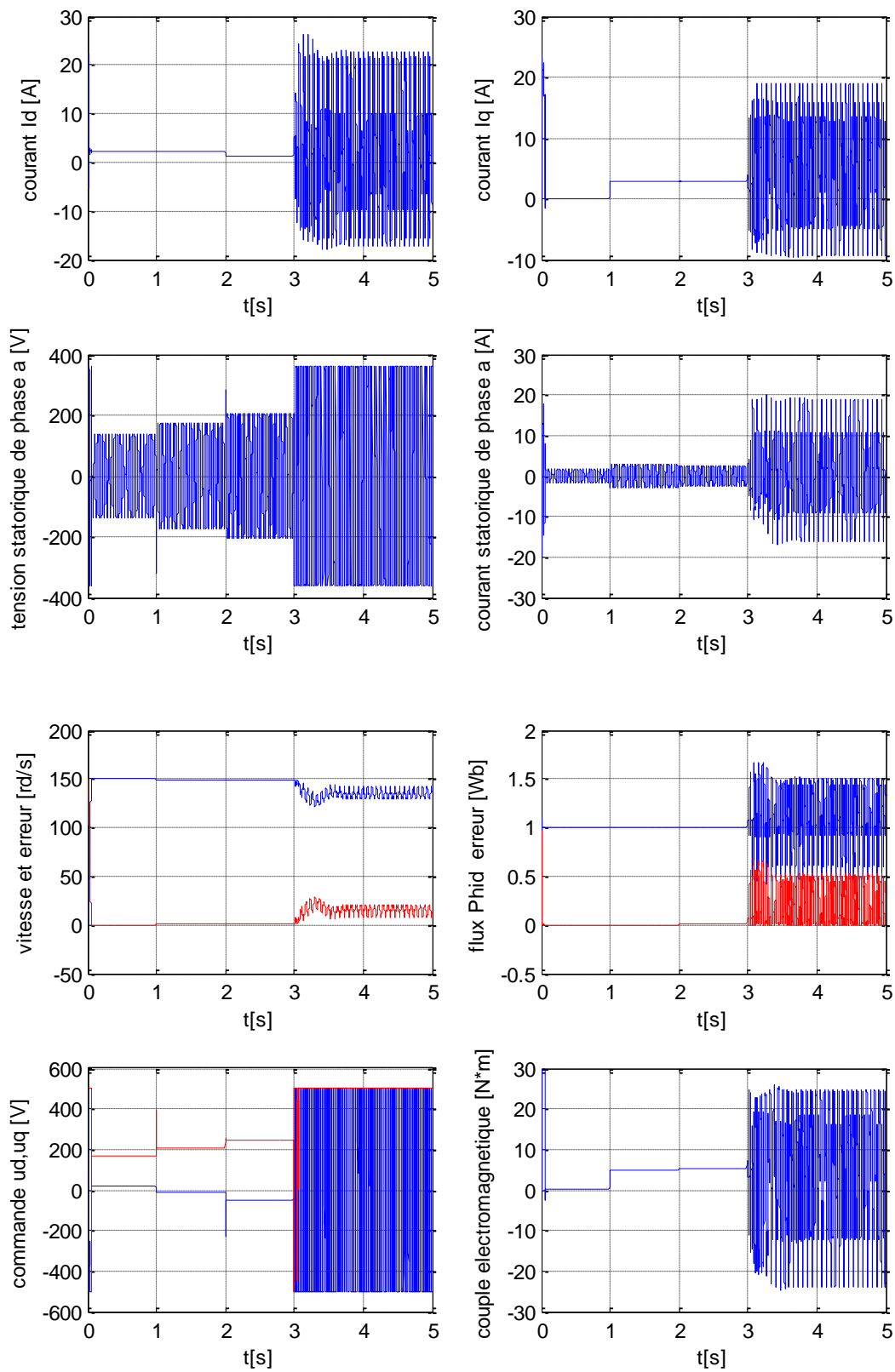


Figure 4-8: Présence de deux défauts.

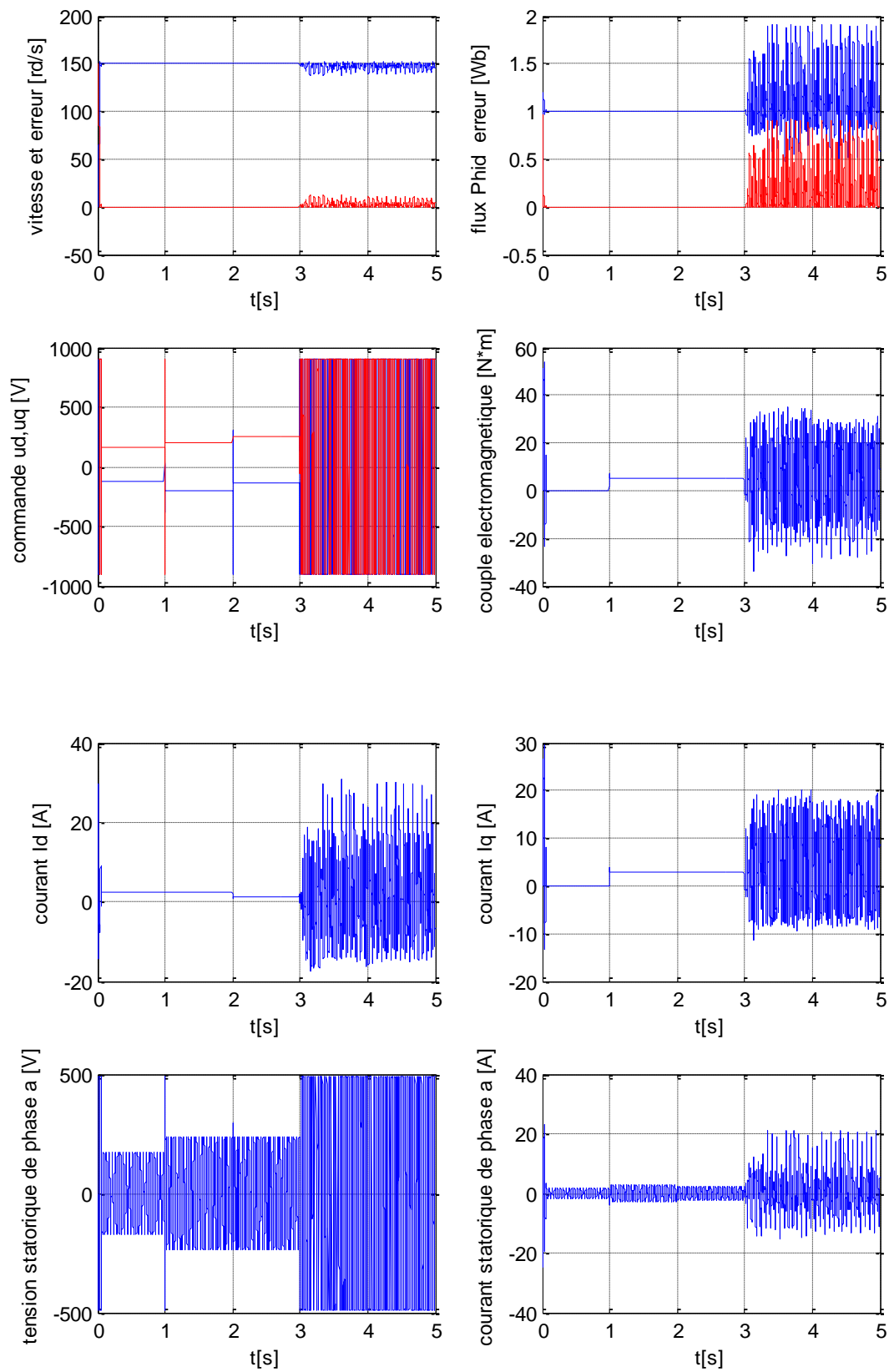


Figure 4-9: Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.

A partir des simulations effectuées dans ce chapitre nous pouvons remarquer que La commande par backstepping (commande nominale) que nous avons synthétisée dans ce chapitre présente une robustesse par rapport aux variations paramétriques et au couple de charge. En effet, il suffit de manipuler les quatre gains de réglages k_{ij} pour aboutir aux meilleurs résultats. Néanmoins cette commande présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts malgré l'augmentation de la robustesse (cette dernière a permis de diminuer l'erreur sur la vitesse et le flux mais n'annule pas l'effet de défauts sur les courants).

4.5 Synthèse dans le repère $\alpha\beta$ [58]

L'avantage principal de cette approche est que les calculs sont allégés par rapport à la synthèse dans le repère dq, car on n'a pas besoin de faire la transformation $\alpha\beta \rightarrow dq$ et $dq \rightarrow \alpha\beta$ pour chaque top d'horloge, les tensions de commande sont des impulsions $\{-V, +V\}$ ce qui rend l'implémentation de la commande facile .

Soit à définir les erreurs de réglage :

$$X_1 = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r - \omega_{ref} \\ \varphi - \varphi_{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_5 - x_5^r \\ x_3 - x_3^r \end{bmatrix} \text{ et } X_2 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

Avec

- φ est le carré du module du flux rotorique $\varphi = \Phi_r^T \Phi_r = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2$

- ω_{ref} et φ_{ref} sont les signaux de référence telle que $\dot{\omega}_{ref} = 0$ et $\dot{\varphi}_{ref} = 0$

Le modèle de la machine peut être représenté sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = F_1(X_1) + B_1(X_1)X_2 + d C_r \\ \dot{X}_2 = F_2(X_1, X_2) + B_2 u \end{cases} \quad (4.60)$$

Avec :

$$F_1(X_1) = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 a_8 \varphi \end{bmatrix}; B_1(X_1) = \begin{bmatrix} a_{14} & 0 \\ 0 & 2a_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_4 & x_3 \\ x_3 & x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{14}x_4 & a_{14}x_3 \\ 2a_7x_3 & 2a_7x_4 \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

$$F_2(X_1, X_2) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 \\ a_4 x_2 + a_5 x_3 \omega_r + a_6 x_5 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix}; d = \begin{bmatrix} d1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

$u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ On pose $Z_1 = X_1$ on choisit la commande fictive X_2 dans (4.57) comme suit :

$$X_2 = X_2^c + B_1^{-1}(-k_1 Z_1 + Z_2) \quad (4.63)$$

Avec :

$$X_2^c = -B_1^{-1}(F_1(X_1) + d C_r) \quad (4.64)$$

D'après (3.60) et (3.61) on obtient :

$$Z_2 = B_1 X_2 + F_1 + d_1 C_r + k_1 Z_1 \quad (4.65)$$

On réécrit le système (3.57) dans les nouvelles coordonnées (Z_1, Z_2) comme :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = -k_1 Z_1 + Z_2 \\ \dot{Z}_2 = \bar{F}_2(X_1, X_2) + \bar{B}_2(X_1)u + d_2 C_r \end{cases} \quad (4.66)$$

$$\bar{F}_2 = \begin{bmatrix} \bar{f}_1 \\ \bar{f}_2 \end{bmatrix}, \bar{B}_2 = B_1(X_1) \times B_2 \text{ et } d_2 = k_1 d \quad (4.67)$$

Soit la fonction de Lyapunov candidate définie positive (DP) sur \mathbb{R}^2 :

$$V = \frac{1}{2} Z_2^T Z_2 \quad (4.68)$$

Sa dérivée :

$$\dot{V} = Z_2^T (\bar{f}_2 + d_2 C_r) + Z_2^T \bar{B}_2 u \quad (4.69)$$

On tire la loi de commande suivante :

$$u = -U_0 \text{sign}(\bar{Z}_2), U_0 > 0 \quad (4.70)$$

Avec :

$$\bar{Z}_2 = \bar{B}_2^T Z_2 \text{ et } Z_2^T = \bar{Z}_2^T \bar{B}_2^{-1} \quad (4.71)$$

Donc :

$$\dot{V} = \bar{Z}_2^T \bar{B}_2^{-1} (\bar{f}_2 + d_2 C_r) - U_0 \| Z_2 \| \quad (4.72)$$

Avec :

$$\| \bar{Z}_2 \|_1 = \bar{Z}_2^T \text{sign}(\bar{Z}_2) \quad (4.73)$$

Comme $\| \bar{Z}_2 \|_1 > \| \bar{Z}_2 \|_2$ donc la dérivée :

$$\dot{V} < -\| \bar{Z}_2 \|_2 (U_0 - \bar{B}_2^{-1} (\bar{f}_2 + d_2 C_r)) \quad (4.74)$$

Est définie négative (FDN) sur \mathbb{R}^2 pour

$$\| \bar{B}_2^{-1} (\bar{f}_2 + d_2 C_r) \|_2 < U_0 \quad (4.75)$$

Finalement, la dynamique de l'erreur d'estimation est globalement asymptotiquement stable (GAS)

$$\bar{Z}_2 \rightarrow 0 \Rightarrow Z_2 \rightarrow 0 \Rightarrow \dot{Z}_1 = -k_1 Z_1 \Rightarrow Z_1 \rightarrow 0 \text{ si } k_1 > 0 \Rightarrow X_1 \rightarrow 0 \text{ et } X_2 \rightarrow X_2^c \quad (4.76)$$

Après les développements nécessaires on aboutit à la loi de commande suivante :

$$u = -U_0 \text{sign}(\bar{Z}_2) \quad (4.77)$$

Avec : $\bar{Z}_2 =$

$$\begin{bmatrix} -a_{14}x_4b_1(a_{14}(x_2x_3 - x_1x_4) + k_1(x_5 - x_5^r)) + a_{14}x_3b_2(2a_7(x_3x_1 + x_4x_2) + d_1Cr + k_2(\varphi - \varphi_{ref}) + 2a_8\varphi)) \\ 2b_1a_7x_3(a_{14}(x_2x_3 - x_1x_4) + k_1(x_5 - x_5^r) + 2a_7b_2x_4(2a_7(x_3x_1 + x_4x_2) + d_1Cr + k_2(\varphi - \varphi_{ref}) + 2a_8\varphi)) \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

4.5.2 Simulation

Les essais sont effectués sous les conditions suivantes :

- ✓ $\omega_r^{ref} = 150 \text{ rd. s}^{-1}$
- ✓ $\Phi_d^{ref} = 1 \text{ Wb}$
- ✓ La valeur initiale du vecteur d'état étant $x_{0\alpha\beta}^T = [0 \ 0 \ 0.02 \ 0.002 \ 0]$
- ✓ Les gains sont choisis tels que $k_1 = 6 \cdot 10^4, U_0 = 3 \cdot 10^2$.

On garde les mêmes conditions de simulations que les simulations précédentes

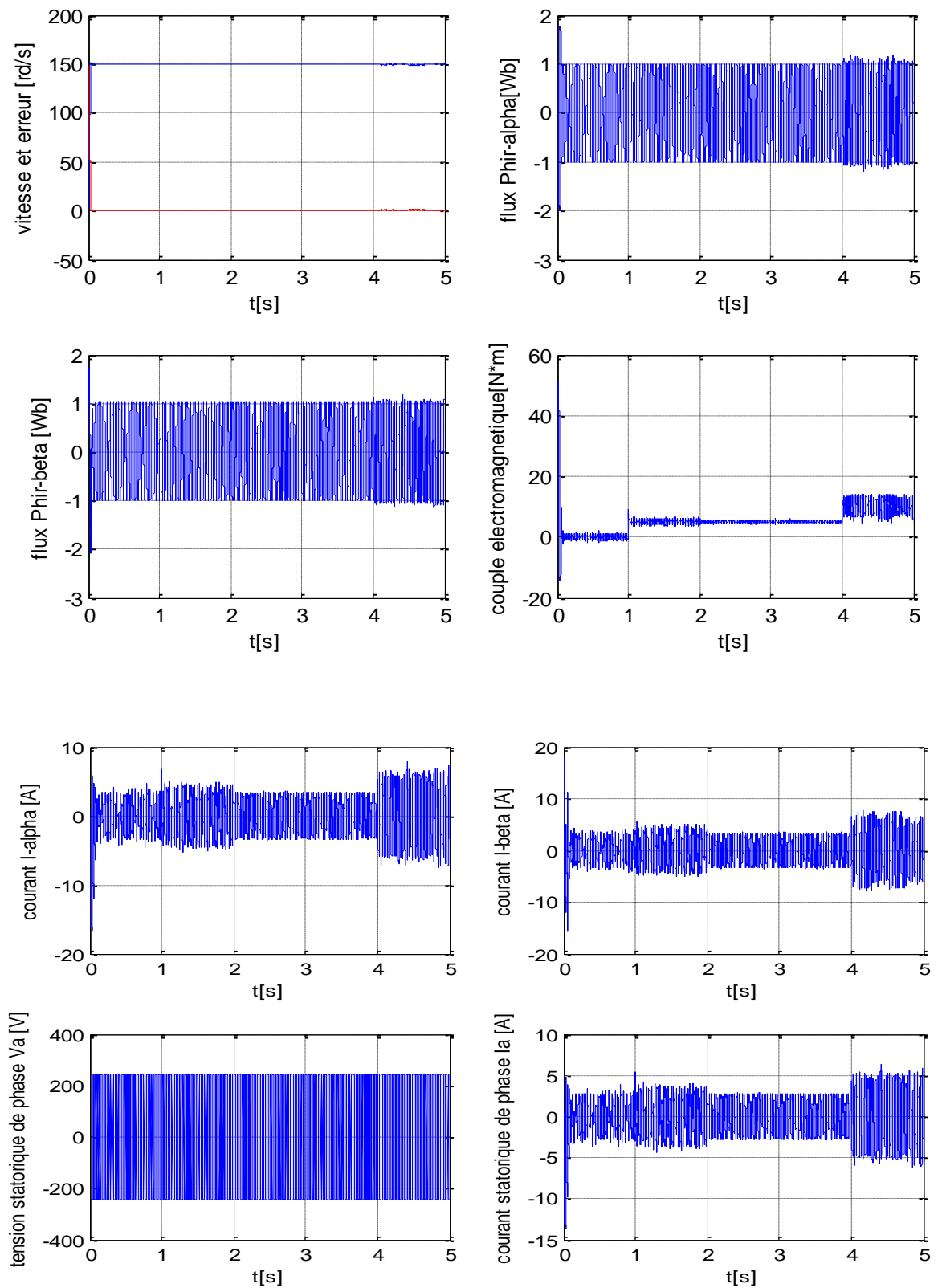


Figure 4-10: Absence de défauts.

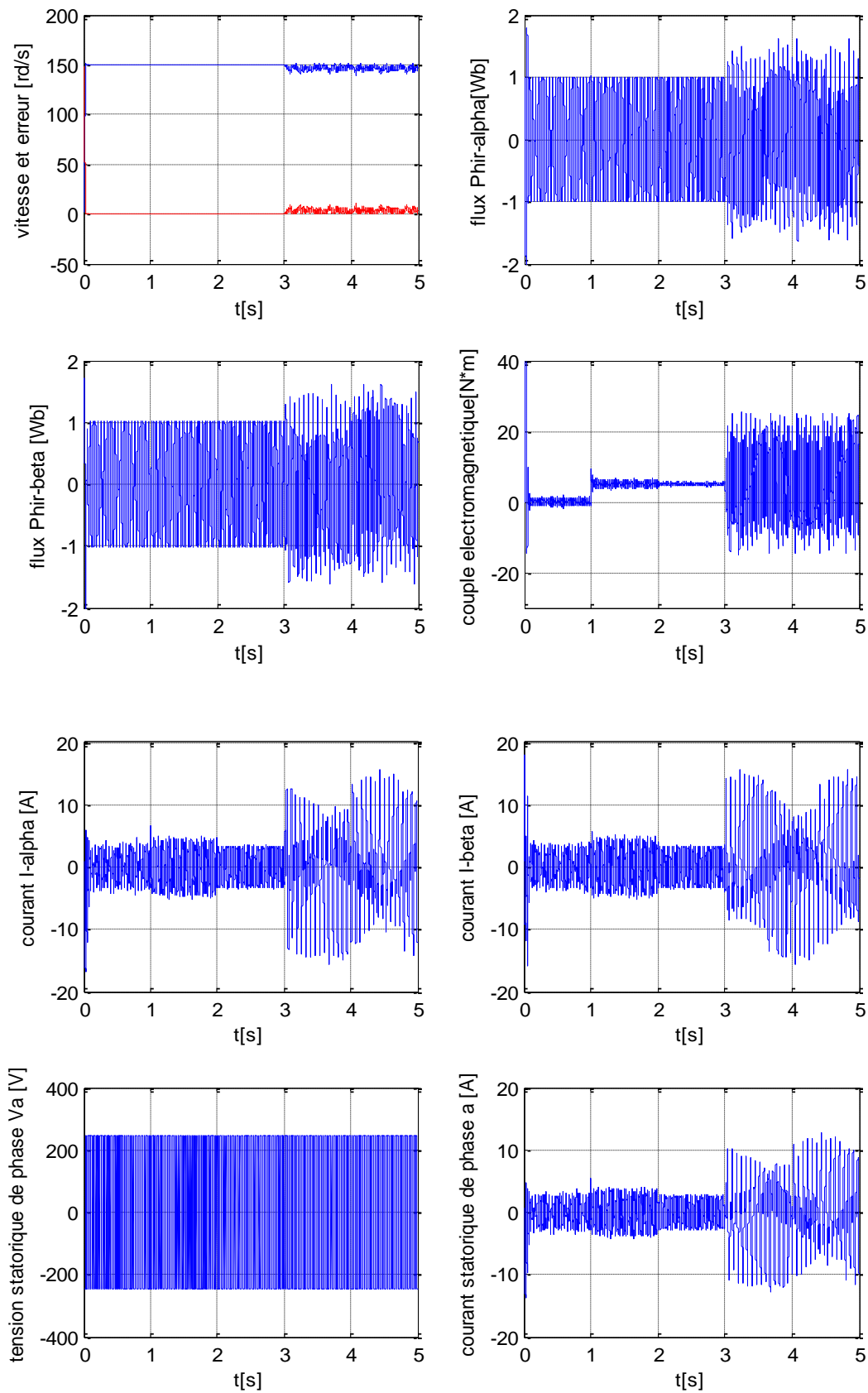


Figure 4-11: Présence d'un seul défaut.

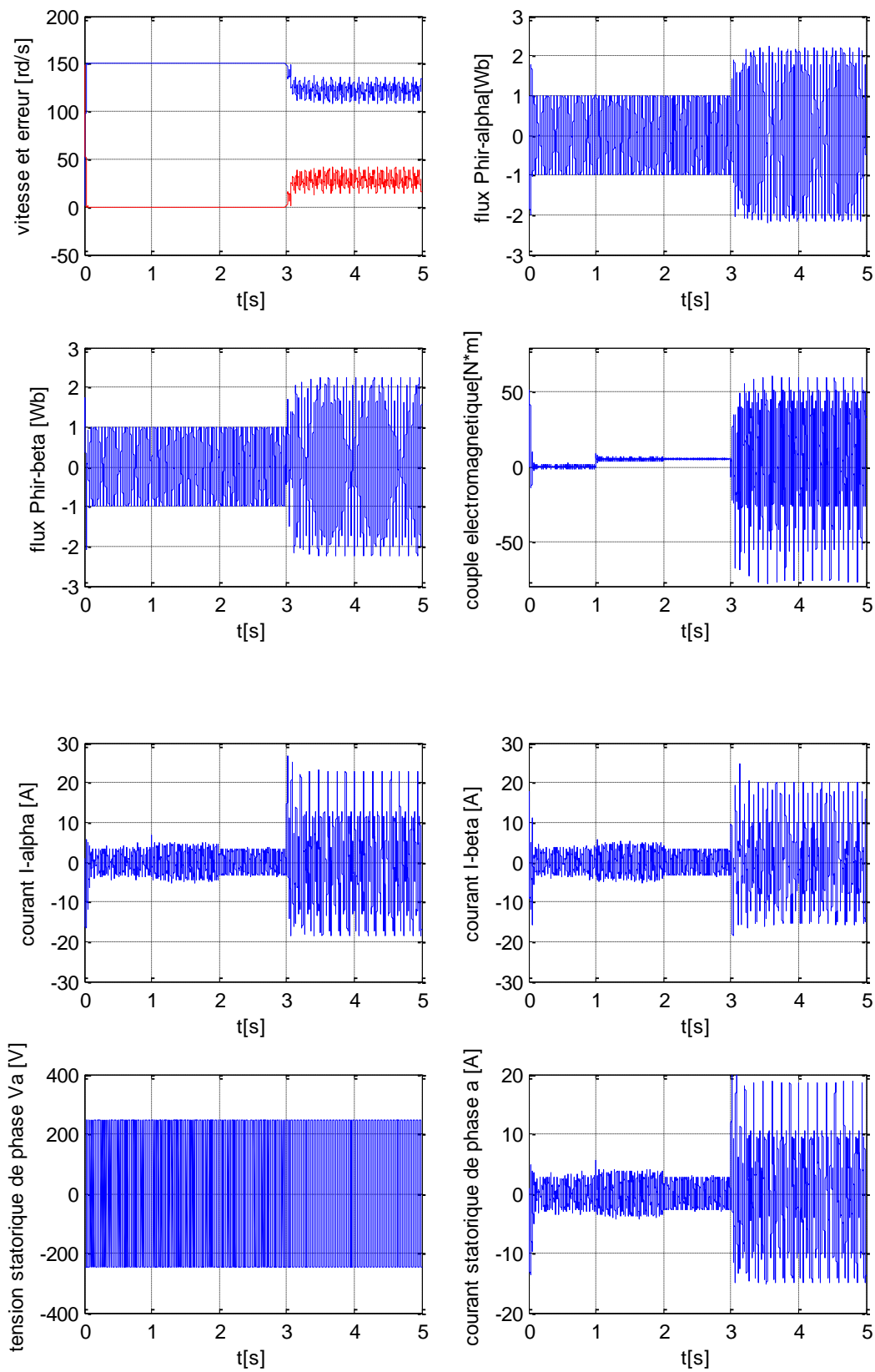


Figure 4-12: Présence de deux défauts.

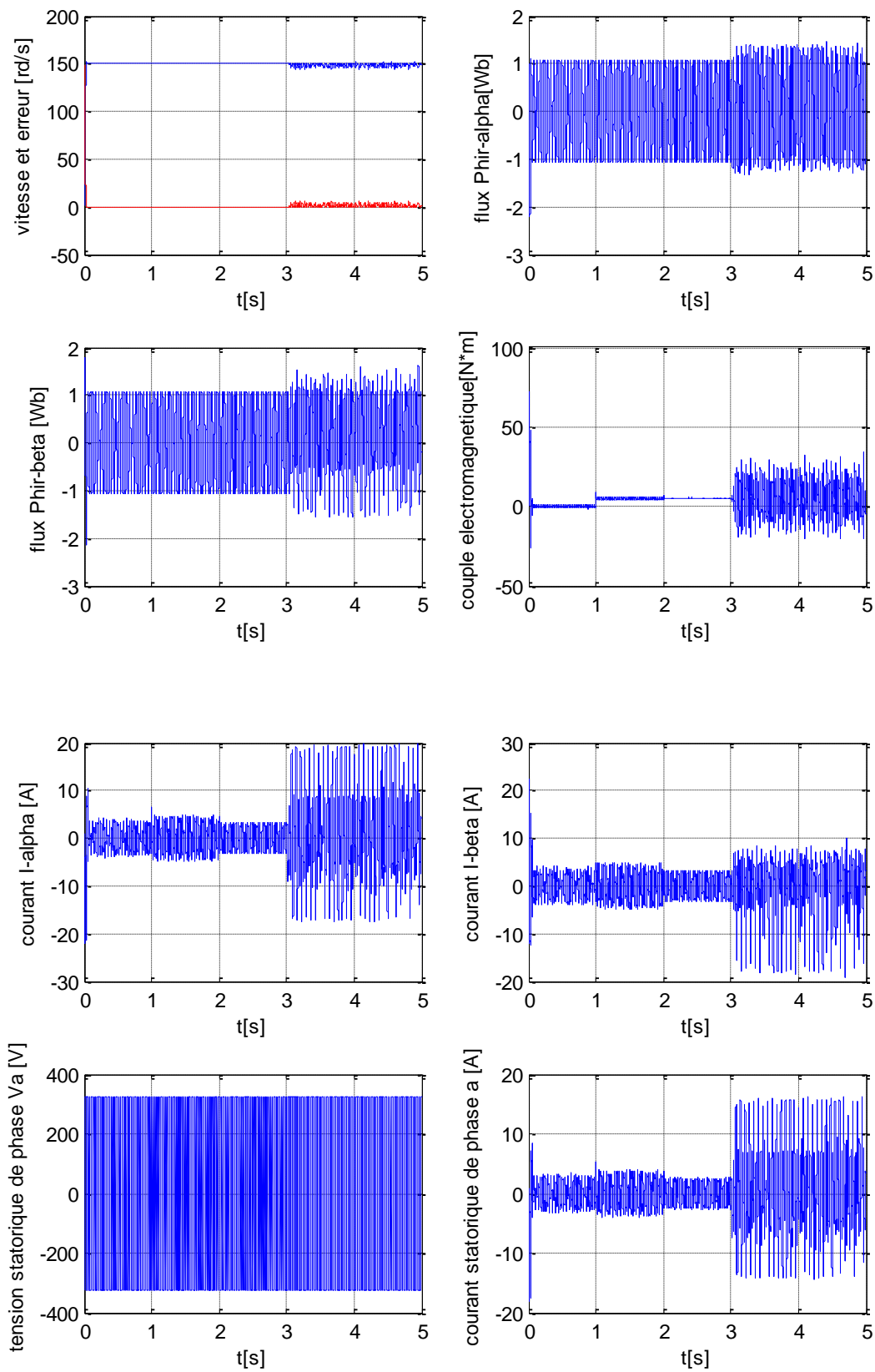


Figure 4-13: Présence de deux défauts avec amélioration de la robustesse.

Les résultats de simulation ci-dessus montrent que la vitesse et le flux rotorique pratiquement régulés à leurs valeurs de référence puisque les erreurs de poursuite tendent vers zéro et qu'elle est robuste vis-à-vis les variations paramétriques et le couple de charge. De plus, cette méthode présente un avantage par rapport aux deux premières car elle ne nécessite pas l'orientation du flux rotorique et que son implémentation ne nécessite pas la technique MLI car la tension de commande est sous forme impulsions $\{-V_{max}, +V_{max}\}$.

Néanmoins, cette stratégie de commande montre le phénomène de chattering (broutement) qui se répercute au niveau du courant et par conséquent de fortes oscillations au niveau du couple électromagnétique qui aura des effets néfastes sur la machine (réchauffement, usure due aux vibrations mécaniques), ainsi, elle présente une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts malgré l'augmentation de la robustesse.

4.6 Observateur adaptatif

4.6.1 Définition

Dans plusieurs applications dans le domaine de la commande, il est souhaitable d'avoir des estimateurs pour certains variables qui ne sont pas mesurables en raison des contraintes techniques ou économique, par conséquent, le recours à un observateur est indispensable. L'observateur est un système dynamique auxiliaire qui reconstruit l'état du système, conçu initialement pour le cas linéaire et il est étendu récemment au cas non linéaire.

Le principe de base d'un observateur d'état est comparable à celui d'un régulateur servant à stabiliser l'erreur dynamique entre une consigne et une mesure. Dans le cas d'un observateur, le correcteur correspond à la matrice de gain, on cherche alors une matrice de gain adéquate pour annuler l'erreur d'estimation d'état.

4.6.2 Observateur adaptatif de la MAS [58]

4.6.2.1 Observateur du flux

Supposons que la pulsation électrique ω_r et les courants statoriques i_α et i_β sont mesurables, notre observateur adaptatif globale consiste en un système dynamique qui va nous permettre d'estimer les flux rotoriques $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$, la résistance rotorique R_r et le couple de charge C_r

On rappelle le modèle de la MAS dans le repère $\alpha\beta$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_\alpha = -c_1 R_s i_\alpha - c_1 c_2^2 R_r i_\alpha + \frac{c_1 c_2}{L_r} R_r \Phi_{r\alpha} + c_1 c_2 p \omega_r \Phi_{r\beta} + c_1 u_\alpha \\ \frac{d}{dt} i_\beta = -c_1 R_s i_\beta - c_1 c_2^2 R_r i_\beta + \frac{c_1 c_2}{L_r} R_r \Phi_{r\beta} - c_1 c_2 p \omega_r \Phi_{r\alpha} + c_1 u_\beta \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = -\frac{1}{L_r} R_r \Phi_{r\alpha} - p \omega_r \Phi_{r\beta} + c_2 R_r i_\alpha \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = -\frac{1}{L_r} R_r \Phi_{r\beta} + p \omega_r \Phi_{r\alpha} + c_2 R_r i_\beta \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \end{array} \right. \quad (4.79)$$

Avec :

$$c_1 = \frac{L_r}{L_r L_s - M^2}; \quad c_2 = \frac{M}{L_r} \quad (4.80)$$

L'observateur adaptatif proposé à la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{L_r} \hat{R}_r \hat{\Phi}_{r\alpha} - p \omega_r \hat{\Phi}_{r\beta} + c_2 \hat{R}_r i_\alpha + l_{11}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + l_{12}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d}{dt} \hat{\Phi}_{r\beta} = -\frac{1}{L_r} \hat{R}_r \hat{\Phi}_{r\beta} + p \omega_r \hat{\Phi}_{r\alpha} + c_2 \hat{R}_r i_\beta + l_{21}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + l_{22}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_\alpha = -c_1 R_s \hat{i}_\alpha - c_1 c_2^2 \hat{R}_r \hat{i}_\alpha + \frac{c_1 c_2}{L_r} \hat{R}_r \hat{\Phi}_{r\alpha} + c_1 c_2 p \omega_r \hat{\Phi}_{r\beta} + c_1 u_\alpha + l_3(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_\beta = -c_1 R_s \hat{i}_\beta - c_1 c_2^2 \hat{R}_r \hat{i}_\beta + \frac{c_1 c_2}{L_r} \hat{R}_r \hat{\Phi}_{r\beta} - c_1 c_2 p \omega_r \hat{\Phi}_{r\alpha} + c_1 u_\beta + l_4(i_\beta - \hat{i}_\beta) \end{array} \right. \quad (4.81)$$

Avec : $\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$ et \hat{R}_r sont respectivement les estimés des flux rotoriques et de la résistance rotorique.

Soit les erreurs d'observation définies comme suit :

$$\varepsilon_1 = \Phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}, \quad \varepsilon_2 = \Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}, \quad \varepsilon_3 = i_\alpha - \hat{i}_\alpha, \quad \varepsilon_4 = i_\beta - \hat{i}_\beta, \quad \varepsilon_5 = R_r - \hat{R}_r \quad (4.82)$$

Et en utilisant les relations suivantes :

$$R_r \Phi_{r\alpha} - \hat{R}_r \hat{\Phi}_{r\alpha} = R_r \varepsilon_1 + \hat{\Phi}_{r\alpha} \varepsilon_5, \quad R_r \Phi_{r\beta} - \hat{R}_r \hat{\Phi}_{r\beta} = R_r \varepsilon_2 + \hat{\Phi}_{r\beta} \varepsilon_5 \quad (4.83)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\varepsilon}_1 = -\frac{1}{L_r} R_r \varepsilon_1 + \left(c_2 i_\alpha - \frac{1}{L_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} \right) \varepsilon_5 - p \omega_r \varepsilon_2 - l_{11} \varepsilon_1 - l_{12} \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = -\frac{1}{L_r} R_r \varepsilon_2 + \left(c_2 i_\beta - \frac{1}{L_r} \hat{\Phi}_{r\beta} \right) \varepsilon_5 + p \omega_r \varepsilon_1 - l_{21} \varepsilon_3 - l_{22} \varepsilon_4 \\ \dot{\varepsilon}_3 = -c_1 R_s \varepsilon_3 + \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} \hat{\Phi}_{r\alpha} - c_1 c_2^2 i_\alpha \right) \varepsilon_5 + \frac{c_1 c_2}{L_r} \hat{R}_r \varepsilon_1 + c_1 c_2 p \omega_r \varepsilon_2 - l_3 \varepsilon_1 \\ \dot{\varepsilon}_4 = -c_1 R_s \varepsilon_4 + \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} \hat{\Phi}_{r\beta} - c_1 c_2^2 i_\beta \right) \varepsilon_5 + \frac{c_1 c_2}{L_r} \hat{R}_r \varepsilon_2 - c_1 c_2 p \omega_r \varepsilon_1 - l_4 \varepsilon_4 \end{array} \right. \quad (4.84)$$

Pour déterminer les gains de l'observateur $l_{i,j}$, $i, j = 1, 2$ et l_k , $k = 3, 4$ ainsi que la loi d'adaptation paramétrique, on considère la fonction de Lyapunov FDP sur \mathbb{R}^5 suivante

$$V = \frac{1}{2} (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 + \varepsilon_4^2 + \varepsilon_5^2) \quad (4.85)$$

Sa dérivée est donnée par

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{L_r} R_r (\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) - (c_1 R_s + l_3) \varepsilon_3^2 - (c_1 R_s + l_4) \varepsilon_4^2 + \varepsilon_1 \left(\left(c_2 i_\alpha - \frac{1}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) \varepsilon_5 + \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} R_r - \right. \right. \\ & \left. \left. l_{11} \right) \varepsilon_3 \right) - \left((c_1 c_2 p \omega_r + l_{12}) \varepsilon_1 \varepsilon_4 - (c_1 c_2 p \omega_r - l_{21}) \varepsilon_2 \varepsilon_3 \right) + \varepsilon_2 \left(\left(c_2 i_\beta - \frac{1}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\beta} \right) \varepsilon_5 + \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} R_r - \right. \right. \\ & \left. \left. l_{22} \right) \varepsilon_4 \right) + \varepsilon_5 \left(\left(\frac{c_1 c_2}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\alpha} - c_1 c_2^2 i_\alpha \right) \varepsilon_3 + \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\beta} - c_1 c_2^2 i_\beta \right) \varepsilon_4 + \dot{\varepsilon}_5 \right) \end{aligned} \quad (4.86)$$

Si on choisit :

$$l_{11} = l_{22} = \frac{c_1 c_2}{L_r} \widehat{R}_r, l_{12} = -l_{21} = -c_1 c_2 p \quad (4.87)$$

Ainsi que la loi d'adaptation

$$\dot{\widehat{R}}_r = \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\alpha} - c_1 c_2^2 i_\alpha \right) \varepsilon_3 + \left(\frac{c_1 c_2}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\beta} - c_1 c_2^2 i_\beta \right) \varepsilon_4 \quad (4.88)$$

Alors la dérivée

$$\dot{V} = -\varepsilon^T W \varepsilon - \varepsilon_5 \vartheta(\varepsilon) \quad (4.90)$$

$$\text{Ou } \varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \varepsilon_3 \ \varepsilon_4]^T \text{ et } W = \text{diag} \left\{ \frac{R_r}{L_r}, \frac{R_r}{L_r}, c_1 R_s + l_3, c_1 R_s + l_4 \right\} > 0 \quad (4.89)$$

Pour $l_3 > 0$ et $l_4 > 0$, et $\vartheta(\varepsilon) = \left(c_2 i_\alpha - \frac{1}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\alpha} \right) \varepsilon_1 + \left(c_2 i_\beta - \frac{1}{L_r} \widehat{\Phi}_{r\beta} \right) \varepsilon_2 - \frac{c_1 c_2}{L_r} (\varepsilon_1 \varepsilon_3 + \varepsilon_2 \varepsilon_4)$

Sous la condition suivante

$$\vartheta(\varepsilon) > \gamma \varepsilon_5, \quad \gamma > 0 \quad (4.90)$$

On a

$\dot{V} \leq -\varepsilon^T W \varepsilon - \gamma \varepsilon_5^2 < 0$ est une fonction définie négative (FDN) sur \mathbb{R}^5 .

Finalement, la dynamique de l'erreur d'estimation est GAS (Globalement Asymptotiquement Stable)

4.6.2.2 Observateur du couple de charge

Supposons que la pulsation électrique ω_r et les courants statoriques i_α et i_β sont mesurables, et que les flux rotoriques sont estimés par l'observateur adaptatif (4.86), et que le couple de charge C_r est inconnu mais constant.

D'après (4.28)

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r \\ \dot{C}_r = 0 \end{cases} \quad (4.91)$$

On introduit l'observateur adaptatif suivant :

$$\dot{\hat{\omega}}_r = -\frac{f}{J} \hat{\omega}_r - \frac{p}{J} \hat{C}_r + l_\omega (\omega_r - \hat{\omega}_r) + \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (4.92)$$

Où l_ω est le gain de l'observateur. Notons les erreurs d'estimation :

$$\varepsilon_\omega = \omega_r - \hat{\omega}_r \text{ et } \varepsilon_T = C_r - \hat{C}_r \quad (4.93)$$

La dynamique de l'erreur étant donnée par :

$$\dot{\varepsilon}_\omega = -\left(l_\omega + \frac{f}{J}\right) \varepsilon_\omega - \frac{p}{J} \varepsilon_T \quad (4.94)$$

Soit la fonction de Lyapunov DP sur \mathbb{R}^2 :

$$V = \frac{1}{2} (\varepsilon_\omega^2 + \varepsilon_T^2) \quad (4.95)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = -\left(l_\omega + \frac{f}{J}\right) \varepsilon_\omega^2 + \varepsilon_T (\dot{\varepsilon}_T - \frac{p}{J} \varepsilon_\omega) \quad (4.96)$$

$$\text{Si on choisit } \dot{\hat{C}}_r = \frac{p}{J} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (4.97)$$

Alors $\dot{V} = -\left(l_\omega + \frac{f}{J}\right) \varepsilon_\omega^2$ est FSDN sur \mathbb{R}

En utilisant le théorème de LASALLE on peut facilement démontrer que l'erreur d'estimation est GAS.

4.6.2.3 Simulations

Les essais de simulation sont effectués sous les conditions :

- Les gains de l'observateur sont :
 - ✓ $l_3 = 45$
 - ✓ $l_4 = 45$
 - ✓ $l_\omega = 300$
- Et on initialise le vecteur d'état par $x_0^T = [0 \ 0 \ 0.02 \ 0.02 \ 0]$

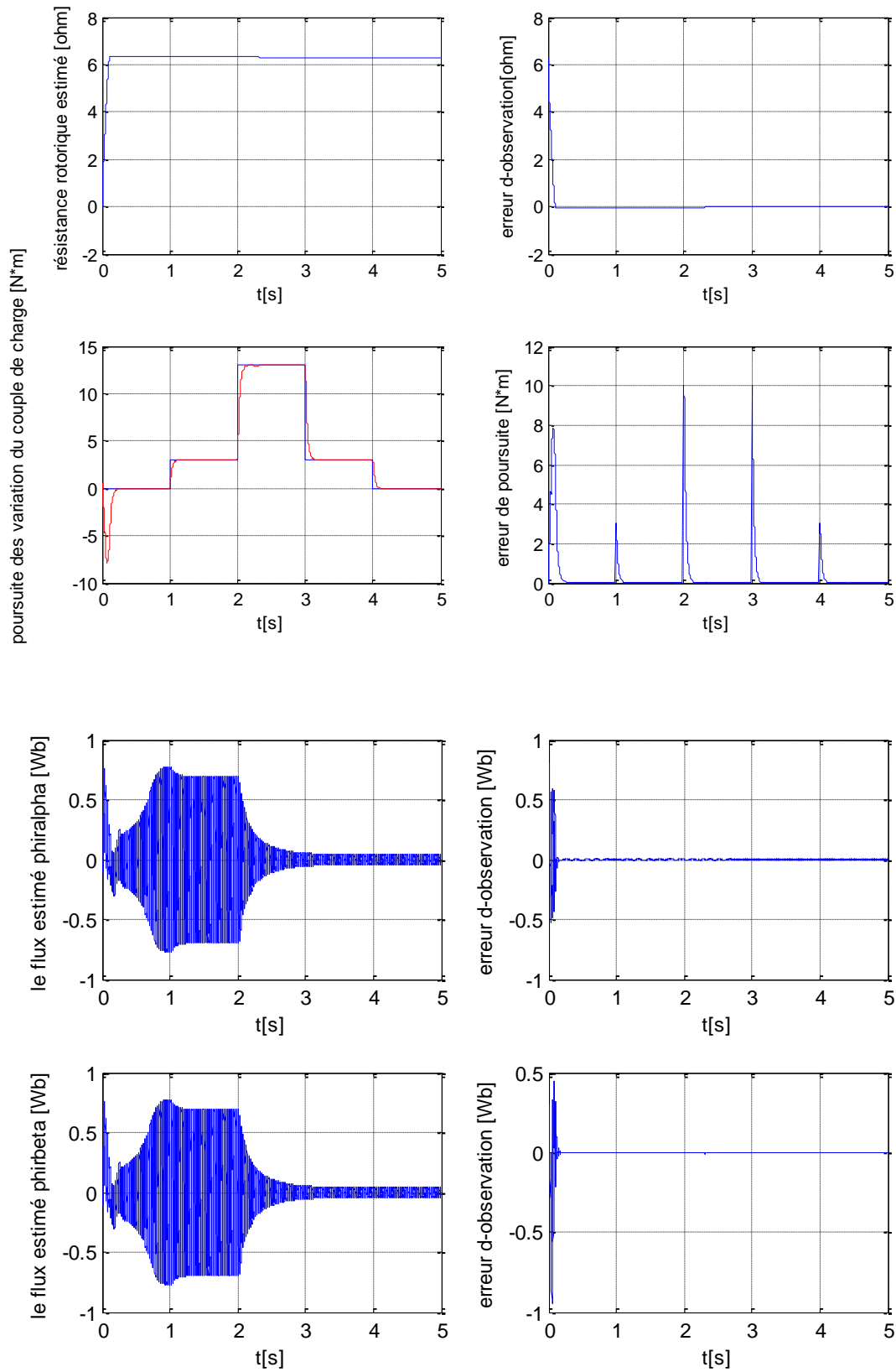


Figure 4-14: Observateur adaptatif du flux et de la résistance rotorique et du couple de charge.

Les résultats de simulation ci-dessus montrent bien que les objectifs d'observation sont atteints avec une erreur de poursuite qui est tolérable et pratiquement acceptables.

4.7 Conclusion

Dans le but de commander la MAS, éliminer les perturbations paramétriques, le couple de charge et les défauts, on a développé dans ce chapitre trois commande PFTC. Les deux premières lois sont synthétisées en exploitant le principe de l'orientation du flux rotorique cependant, les simulations ont montré que c'est possible de régler les grandeurs avec une bonne précision ainsi, elles montrent une robustesse vis-à-vis les variations paramétriques résistives et mécaniques de la machine (jusqu'à 80%). La 2^{ème} loi de commande est obtenue en utilisant la technique des modes glissants. Celle-ci a permis de réaliser les objectifs de réglage avec une bonne précision et une bonne dynamique même en présence des variations paramétriques. Mais la présence de la fonction discontinue *sign* dans la loi de commande introduit un broutement sur les grandeurs d'états. Aussi, nous avons synthétisé une 3^{ème} loi de commande par le mode de glissement mais cette fois sans orientation du flux rotorique, cette dernière a montré plus de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et le couple de charge, aussi, elle montre l'avantage de sa facilité d'implémentation car les tensions de commande qu'elle délivre sont des impulsions. Néanmoins, elle montre un inconvénient qui est le chatterring, plus que les deux premières commandes.

Ainsi, un paragraphe a été réservé pour la synthèse d'un observateur adaptatif pour reconstruire les composantes du flux rotorique qui ne sont pas mesurables à cause des contraintes techniques ou économique, et suivre les variations du couple de charge et de la résistance rotorique qui, pour une machine asynchrone varie inévitablement cet observateur est testé par simulation en combinaison avec les trois commandes.

Finalement, ces commandes s'avèrent insuffisantes en cas de présence de défauts. L'augmentation de la robustesse diminue l'erreur sur la vitesse mais n'annule pas le courant i_d d'où le recours à une technique de commande FTC active qu'on va développer dans le chapitre suivant.

CHAPPITRE5

COMMANDE TOLERANTE ACTIVE DE LA MAS

PAR MODELE INTERNE

5.1 Introduction

Comme on l'avait vu dans le chapitre précédant, les commandes par backstepping et par mode glissant développées ne rejettent pas les défauts survenus, donc, il faut penser à une autre stratégie de commande qui est la commande tolérante aux défauts (FTC).

Un système de commande FTC est un système capable de détecter la présence de défauts et de s'accommoder automatiquement en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système en présence de défauts [8]. Si les performances initiales ne peuvent plus être garanties, un système de commande tolérant aux défauts doit assurer au moins des performances dégradées acceptables ou arrêter le système.

La synthèse de la commande active tolérante aux défauts, en générale, se fait en deux étapes. La première étape s'intéresse à la détection et diagnostic (ou isolation) des défauts (*FDD* : Fault Detection and Diagnosis ou *FDI* : Fault Detection and Isolation). Dans notre étude le bloc FDD est basé sur l'analyse spectrale des courants statoriques. Pour cela, on a utilisé bloc FFT pour l'estimation des pulsations dues aux défauts $\widehat{\omega}_l$ temps réel. En revanche, la deuxième étape s'intéresse à la reconfiguration de la loi de commande qui se base sur les informations fournies par le bloc *FDD* c.à.d. l'estimation des fréquences des défauts afin de compenser leurs effets et de respecter les contraintes de performances.

Dans ce chapitre, on commence par la description de cette technique puis son application à la MAS, finalement, on terminera par des simulations.

5.2 Stratégie de Reconfiguration

L'objectif de ce chapitre est donc de synthétiser une loi de commande tolérante aux défauts en s'appuyant sur les informations fournies par le module de diagnostic. Pour la conception de ce module, on a utilisé un bloc FFT permettant de suivre le spectre fréquentiel des courants statoriques en ligne et d'en déterminer les pulsations caractéristiques des défauts c.à.d. les $\widehat{\omega}_l$.

En supposant que les effets des défauts sur le système peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé "exo-système"[68]. Une commande additive est ajoutée à la commande nominale qui 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 (aspect FDI) [9]. Son principe est schématisé dans la figure suivante:

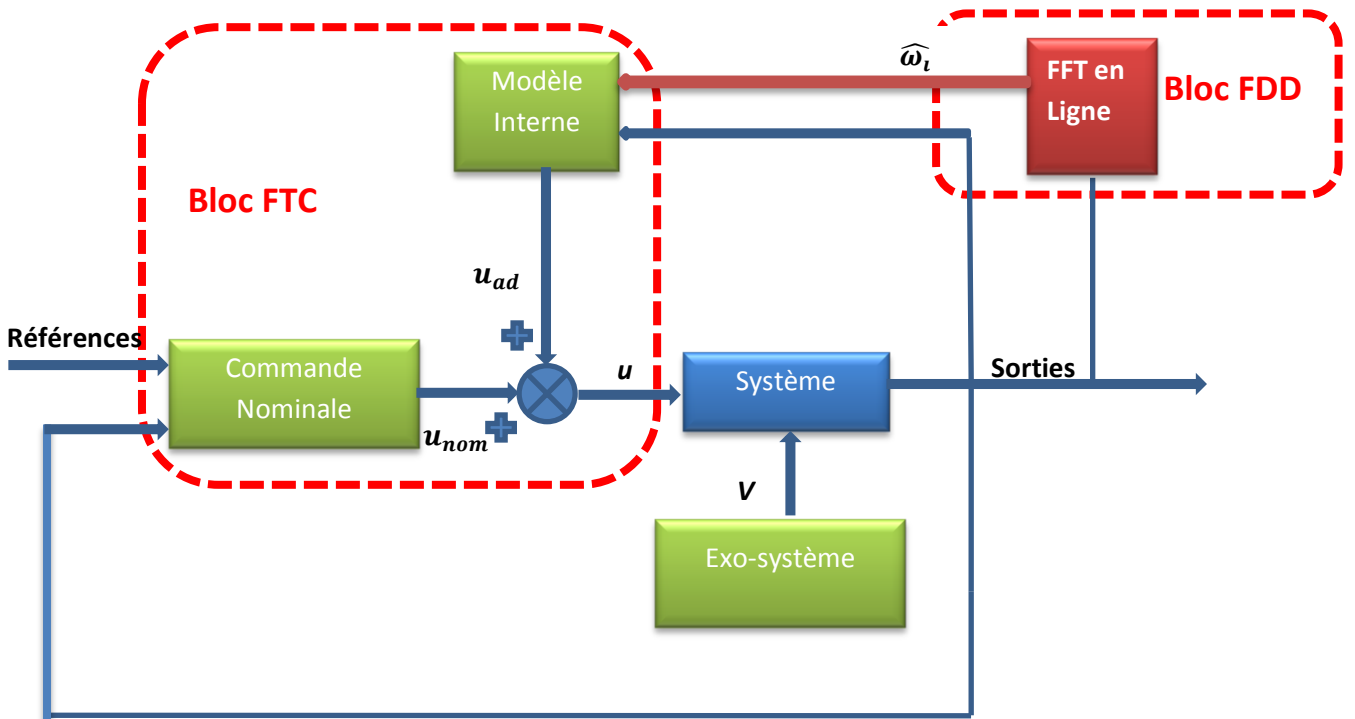


Figure 5-1: Structure d'une commande explicitement tolérante aux défauts.

5.3 Application à la MAS

Dans cette section, on essaie d'appliquer la technique décrite ce dessus sur la MAS. Notons que le modèle que nous avons utilisé pour représenter les défauts dans la MAS (donné par la relation (3.74) dans le chapitre 3 remplit la condition que lui exige cette technique à savoir leur effet est généré par un système autonome stable.

Rappelons le modèle de la MAS en présence de défauts et des variations paramétriques qu'on a élaboré au chappitre3:

$$\dot{x} = f(x) + B \cdot u + d \cdot C_r + \Delta(x, \Delta a_i) + \sigma \cdot V \tag{5.1}$$

Ou :

$$x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5] = [i_\alpha \ i_\beta \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \omega_r] \tag{5.2}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_4x_5 \\ a_4x_2 + a_5x_3x_5 + a_6x_4 \\ a_7x_1 + a_8x_3 + a_9x_4x_5 \\ a_{10}x_2 + a_{11}x_3x_5 + a_{12}x_4 \\ a_{13}x_1x_4 + a_{14}x_2x_3 + a_{15}x_5 \end{bmatrix}; \Delta(x, \Delta a_i) = \begin{bmatrix} \Delta_1(x, \Delta a_i) \\ \Delta_2(x, \Delta a_i) \\ \Delta_3(x, \Delta a_i) \\ \Delta_4(x, \Delta a_i) \\ \Delta_5(x, \Delta a_i) \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \tag{5.3}$$

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

On ne considère pas pour le moment le couple de charge et les perturbations paramétriques car leur effet est compensé par la commande nominale et que les fréquences des défauts sont estimées par le bloc FDI, donc le système de la MAS considéré donc est :

$$\dot{x} = f(x) + B.u + \sigma.\hat{V} \quad (5.5)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{V} = -\hat{\Gamma} \times z \\ \hat{\Gamma} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot Q_a \cdot z + Q_a \cdot \hat{S} \cdot z \\ a_4 \cdot Q_q \cdot z + Q_q \cdot \hat{S} \cdot z \end{bmatrix} \\ \dot{z} = \hat{S} \times z \\ \hat{S} = \text{diag}(\hat{S}_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \hat{\omega}_i \\ -\hat{\omega}_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1 \dots, n_f \end{array} \right.$$

Où $\hat{\omega}_i$ sont les pulsations caractéristiques des défauts donnés par le bloc FDI c.à.d. le bloc FFT en ligne.

L'objectif de cette technique est de proposer un *modèle interne* qui génère un terme additif nul en absence de défauts qu'on ajoute à la commande nominale pour compenser l'effet des défauts sur le système [59].

La commande tolérante aux défauts obtenue est constituée de trois termes :

$$u = u_n + u_c + u_{ad} \quad (5.6)$$

Tel que :

Le terme représentant la commande nominale (lorsque le système est en fonctionnement normal), c'est la commande backstepping robuste élaborée dans le chapitre précédant pour assurer la stabilité et la poursuite de la référence :

$$\begin{bmatrix} u_{1n} \\ u_{2n} \end{bmatrix} = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} -f_1(x) + \dot{\alpha}_1 - a_{10}e_1 - k_3e_3 \\ -f_2(x) + \dot{\alpha}_2 - a_{14}x_3e_2 - k_4e_4 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Ou :

$$\begin{aligned} e_3 &= x_1 - \alpha_1 \\ e_4 &= x_2 - \alpha_2 \\ \alpha_1(x) &= \frac{1}{a_{10}} (-a_8x_3 + \dot{x}_3^r - k_1e_1) \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\alpha_2(x) = \frac{1}{a_{14}x_3} (-a_{15}x_5 + \dot{x}_5^r - k_2 e_2) \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} e_1 &= x_3 - x_3^r \\ e_2 &= x_5 - x_5^r \end{aligned} \quad (5.10)$$

La grandeur u_c est connue (accessible à la mesure) qui sert à compenser des termes connus indésirables, ce qui permet de donner une forme adéquate à la dynamique de l'erreur, sur la base de laquelle nous calculons le terme inconnu u_{ad} .

5.3.1 Le système d'erreurs

La différence instantanée entre l'état du système et la consigne s'exprime par :

$$\bar{x} = x - x^r = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_1^r \\ x_2^r \\ x_3^r \\ x_4^r \\ x_5^r \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Sa dérivée par rapport au temps :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \\ \dot{\bar{x}}_4 \\ \dot{\bar{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) + b_1 u_1 + \hat{V}_1 - \dot{x}_1^r \\ f_2(x) + b_2 u_2 + \hat{V}_2 - \dot{x}_2^r \\ f_3(x) - \dot{x}_3^r \\ f_4(x) - \dot{x}_4^r \\ f_5(x) - \dot{x}_5^r \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Qui devient en remplaçant l'expression de la commande (4.6) et (4.7):

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} -k_3 e_3 + b_1 u_{1ad} + \hat{V}_1 \\ -k_4 e_4 + b_2 u_{2ad} + \hat{V}_2 \\ f_3(x) - \dot{x}_3^r \\ -\dot{x}_4^r \\ f_5(x) - \dot{x}_5^r \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Avec le terme de compensation :

$$u_c = \begin{bmatrix} a_{10} e_1 \\ a_{14} x_3 e_2 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Dans ce cas en remplaçant les termes V_i :

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} -k_3 \bar{x}_1 + b_1 u_{1ad} - \hat{\Gamma}_1 z_1 \\ -k_4 \bar{x}_2 + b_2 u_{2ad} - \hat{\Gamma}_2 z_2 \\ a_8 x_3 + a_{10} x_1 - \dot{x}_3^r \\ 0 \\ a_{14} x_2 x_3 + a_{15} x_5 - \dot{x}_5^r \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

➤ dans la troisième équation on ajoute et on soustrait le terme avec $a_{10}x_1^r$ ou :

$$x_1^r = \alpha_1(x) = \frac{1}{a_{10}}(-a_8x_3 + \dot{x}_3^r + k_1e_1) \quad (5.16)$$

$$\dot{\tilde{x}}_3 = a_{10}(x_1 - x_1^r) + k_1e_1 \quad (5.17)$$

Ou :

$$e_1 = -\bar{x}_3 = x_3^r - x_3 \quad (5.18)$$

$$\Rightarrow \dot{\tilde{x}}_3 = a_{10}\bar{x}_1 - k_1\bar{x}_3 \quad (5.19)$$

➤ dans la cinquième on ajoute et on soustrait le terme $a_{14}x_2^r x_3$ avec :

$$x_2^r = \alpha_2(x) = \frac{1}{a_{14}x_3}(-a_{15}x_5 + \dot{x}_5^r + k_2e_2) \quad (5.20)$$

$$\dot{\tilde{x}}_5 = a_{14}(x_2 - x_2^r)x_3 + a_{15}x_5 - \dot{x}_5^r + a_{14}x_2^r x_3 \quad (5.21)$$

On remplace (4.20) dans (4.21) on trouve :

$$\dot{\tilde{x}}_5 = a_{14}\bar{x}_2 x_3 + k_2e_2 \quad (5.22)$$

Ou :

$$e_2 = x_5^r - x_5 = -\bar{x}_5 \quad (5.23)$$

$$\Rightarrow \dot{\tilde{x}}_5 = a_{14}\bar{x}_2 x_3 - k_2\bar{x}_5 \quad (5.24)$$

Finalement on trouve :

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \\ \dot{\tilde{x}}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_3\bar{x}_1 + b_1u_{1ad} - \hat{\Gamma}_1 z_1 \\ -k_4\bar{x}_2 + b_2u_{2ad} - \hat{\Gamma}_2 z_2 \\ a_{10}\bar{x}_1 - k_1\bar{x}_3 \\ 0 \\ a_{14}\bar{x}_2 x_3 - k_2\bar{x}_5 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Remarquons que :

- dans la troisième équation si $\bar{x}_1 \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{x}_3 \rightarrow 0$
- dans la quatrième équation on a $x_4 \rightarrow 0 \Rightarrow \dot{x}_4^r \rightarrow 0$
- dans la cinquième équation si $\bar{x}_2 \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{x}_5 \rightarrow 0$

Dans la suite, pour déterminer u_{ad} nous ne considérons que le sous-système suivant :

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} -k_3\bar{x}_1 + b_1u_{1ad} - \hat{\Gamma}_1 z_1 \\ -k_4\bar{x}_2 + b_2u_{2ad} - \hat{\Gamma}_2 z_2 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

On peut écrire le système précédent sous la forme matricielle suivante :

$$\tilde{\dot{x}} = H(\tilde{x}) + \tilde{B} u_{ad} - \hat{\Gamma} z \quad (5.27)$$

Avec :

$$H(\tilde{x}) = \tilde{A} \cdot \tilde{x} \text{ et } \tilde{A} = \begin{bmatrix} -k_3 & 0 \\ 0 & -k_4 \end{bmatrix}; \tilde{B} = \begin{bmatrix} -b_1 & 0 \\ 0 & -b_2 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

5.3.2 Modèle interne et commande additive

5.3.2.1 Première approche par la résolution de l'équation de Sylvester

On va brièvement construire un modèle interne pouvant refléter la dynamique des défauts extérieurs inconnus V (les entrées exogènes). Ce modèle repose sur l'hypothèse que la matrice du système exogène S soit bien connue. La conception de ce modèle interne est faite selon la procédure décrite dans [60].

Comme les pulsations caractéristiques des défauts ω_j (de nombre n_f) sont parfaitement estimées par le bloc FDI, donc les matrices S et Γ sont aussi estimées et considérant l'équation de Sylvester suivante :

$$M \hat{S} - F M = G \hat{\Gamma} \quad (5.29)$$

F et G sont des matrices de dimensions adéquates tel que F est arbitraire stable (Hurwitz) et G choisie tel que la paire (F, G) est commandable :

$$\begin{cases} \dim(F) = 2n_f \times 2n_f \\ \dim(G) = 2n_f \times 2 \end{cases} \quad (5.30)$$

M est l'unique solution de l'équation (5.28) et elle est non singulière [51]. Le modèle interne prend alors la forme suivante (S connue) :

$$\dot{\xi} = \hat{S} \xi + N(\tilde{x}) \quad (5.31)$$

Avec

$$\dim(\xi) = \dim(z) = 2 \times n_f \quad (5.32)$$

Introduisant la nouvelle variable :

$$\chi = M (\xi - z) - G \tilde{x} \quad (5.33)$$

$$\dot{\chi} = M (\dot{\xi} - \dot{z}) - G \dot{\tilde{x}} \quad (5.34)$$

Après les développements nécessaires, on trouve :

$$\dot{\chi} = M S (\xi - z) + M N(\tilde{x}) - G H(\tilde{x}) - G \tilde{B} u_{ad} + G \hat{\Gamma} z \quad (5.35)$$

On choisit alors u_{ad} de la forme :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \hat{\Gamma} \xi \quad (5.36)$$

On aura :

$$\dot{\chi} = (M S - G \hat{\Gamma})(\xi - z) + M N(\tilde{x}) - G H(\tilde{x}) \quad (5.37)$$

D'après l'équation de Sylvester :

$$M S - G \hat{\Gamma} = F M \quad (5.38)$$

Ainsi (4.36) devient :

$$\dot{\chi} = F M (\xi - z) + M N(\tilde{x}) - G H(\tilde{x}) \quad (5.39)$$

En introduisant le terme χ , l'équation (4.38) devient :

$$\dot{\chi} = F \chi + F G \tilde{x} + M N(\tilde{x}) - G H(\tilde{x}) \quad (5.40)$$

En choisissant :

$$N(\tilde{x}) = M^{-1}[G H(\tilde{x}) - F G \tilde{x}] \quad (5.41)$$

L'équation (4.39) devient :

$$\dot{\chi} = F \chi \quad (5.42)$$

Cette dernière équation assure que l'erreur globale χ tend asymptotiquement vers zéro car F est une matrice de Hurwitz par construction.

En tenant compte de l'expression de u_{ad} et des équations (5.26) et (5.27), on peut écrire :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma} (\xi - z) \quad (5.43)$$

Mais d'après (4.32) :

$$(\xi - z) = M^{-1}[\chi + G \tilde{x}] \quad (5.44)$$

Et (4.42) devient :

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma} M^{-1}[\chi + G \tilde{x}] \quad (5.45)$$

$$\dot{\tilde{x}} = (\tilde{A} + \hat{\Gamma} M^{-1} G) \tilde{x} + \hat{\Gamma} M^{-1} \chi \quad (5.46)$$

La variable χ tend vers zéros lorsque le temps t tend vers l'infini d'après (5.41) et la matrice \tilde{A} donnée par (5.27) est stable par construction car elle est constitué des gains de réglage k_3 et k_4 . On choisit alors ces gains de manière à avoir la matrice dynamique $(\tilde{A} + \hat{\Gamma} M^{-1} G)$ du système (5.45) toujours stable ce qui assure la convergence de \tilde{x} vers zéro.

On aura d'après (5.25) :

$$[\bar{x} \rightarrow 0 \Leftrightarrow (\bar{x}_1 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_2 \rightarrow 0) \Rightarrow (\bar{x}_3 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_4 \rightarrow 0 \wedge \bar{x}_5 \rightarrow 0)] \quad (5.47)$$

Et ce malgré la présence de $V \neq 0$, ce qui garantit l'aspect FTC de la commande ainsi établie.

D'autre part, de (III.41) et (III.44) il découle directement que

$$(\xi - z) = M^{-1}[\chi + G \tilde{x}] \rightarrow 0 \quad (5.48)$$

Autrement dit, l'état du modèle interne reproduit exactement l'état inconnu à priori du système exogène simulant les défauts. Nous avons donc une idée claire sur la nature des défauts et leur sévérité. C'est là l'aspect *FDI* de cette commande.

5.3.2.2 Deuxième Approche par la fonction de Lyapunov [9]

Dans cette section nous appliquons une autre approche pour déterminer la commande additive. Cette approche a été déjà utilisée dans [9] pour la MSAP. Dans notre cas, nous l'avons appliquée à la MAS. Etant donné que le modèle de la MAS est plus complexe que celui de la MSAP. Les développements de calcul sont plus complexes que ceux donnés dans [9]. On garde la même forme du modèle interne et on suppose que les pulsations sont toujours parfaitement connues.

Rappelons que le modèle interne est donné par :

$$\dot{\xi} = \hat{S} \xi + N(\tilde{x}) \quad (5.49)$$

Si on garde la même expression de la commande additive que précédemment :

$$u_{ad} = \tilde{B}^{-1} \hat{\Gamma} \xi \quad (5.50)$$

On pose :

$$e = (\xi - z) \quad (5.51)$$

Sa dérivée :

$$\dot{e} = \dot{\xi} - \dot{z} = S \xi + N(\tilde{x}) - S z = S e + N(\tilde{x}) \quad (5.52)$$

La dynamique de l'erreur en boucle fermée est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma} e \\ \dot{e} = \hat{S} e + N(\tilde{x}) \end{cases} \quad (5.53)$$

Il faut trouver l'expression de $N(\tilde{x})$ qui annule l'erreur d'observation du défaut e et permet en même temps de rejeter leur effet car elle annule aussi \tilde{x} .

Soit la fonction de Lyapunov définie positive (FDP) sur \mathbb{R}^2 :

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{x}^T \tilde{x} + e^T e) \quad (5.54)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \dot{\tilde{x}} + e^T \dot{e}$$

$$\begin{aligned}
&= \tilde{x}^T [\tilde{A} \tilde{x} + \hat{\Gamma} e] + e^T [S e + N(\tilde{x})] \\
&= \tilde{x}^T \tilde{A} \tilde{x} + \tilde{x}^T \hat{\Gamma} e + e^T \hat{S} e + e^T N(\tilde{x})
\end{aligned} \tag{5.55}$$

- le terme $\tilde{x}^T \tilde{A} \tilde{x} < 0$ car \tilde{A} est une matrice définie négative ;
- le terme $e^T . S . e = 0$ car la matrice S est antisymétrique par construction ;
- le terme $\tilde{x}^T . \hat{\Gamma} . e$ est un scalaire égale à son transposée :

$$\tilde{x}^T \hat{\Gamma} e = (\tilde{x}^T \hat{\Gamma} e)^T = e^T \hat{\Gamma}^T \tilde{x} \tag{5.56}$$

Ainsi l'expression de \dot{V} devient :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \tilde{A} \tilde{x} + e^T \hat{\Gamma}^T \tilde{x} + e^T N(\tilde{x}) \tag{5.57}$$

En choisissant :

$$N(\tilde{x}) = -\hat{\Gamma}^T \tilde{x} \tag{5.58}$$

On aura :

$$\dot{V} = \tilde{x}^T \tilde{A} \tilde{x} < 0 \tag{5.59}$$

Ainsi, \dot{V} est une fonction semi-définie négative (FSDN), en appliquant le théorème de LASALLE on trouve que l'ensemble $\phi = \{x / \dot{V} = 0\}$ se réduit à l'origine.

En remplaçant dans (4.52), on trouve :

$$\begin{cases} \hat{\Gamma} e = 0 \\ \hat{S} e = 0 \end{cases} \tag{5.59}$$

Il en découle immédiatement $e \rightarrow 0$

Finalement, le système d'erreur est globalement asymptotiquement stable, l'objectif de la commande est atteint en adoptant la procédure proposée et on arrive à compenser l'effet des défauts sur le système ($\tilde{x} \rightarrow 0$) et à les reproduire ($e \rightarrow 0$) grâce au modèle interne.

5.3.2.3 Nouvelle approche proposée

Soit P et P' deux matrices définies positives et symétriques, on choisit la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V = \tilde{x}^T P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' (\xi - Z) \tag{5.60}$$

En dérive la fonction V par rapport au temps

$$\dot{V} = \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' (\dot{\xi} - \dot{Z}) + (\dot{\xi}^T - \dot{Z}^T) P' (\xi - Z) \quad (5.70)$$

$$= \tilde{x}^T P (A \tilde{x} + B U_{ad} - \hat{\Gamma} Z) + (\tilde{x}^T A^T + U_{ad}^T B - Z^T \hat{\Gamma}^T) P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' (S(\xi - Z) + N(\tilde{x})) + ((\xi - Z)^T \hat{S}^T + N(\tilde{x})^T) P' (\xi - Z) \quad (5.71)$$

$$= \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + \tilde{x}^T (P B U_{ad}) + (U_{ad}^T B P) \tilde{x} - \tilde{x}^T P \hat{\Gamma} Z - Z^T \hat{\Gamma}^T P \tilde{x} + (\xi - Z)^T P' \hat{S} (\xi - Z) + ((\xi - Z)^T \hat{S}^T P' (\xi - Z) + N(\tilde{x})^T P' (\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x})) \quad (5.72)$$

Et comme $\hat{S}^T = -\hat{S}$ et $P' \hat{S}^T = -\hat{S} P'$ donc les deux termes

$$(\xi - Z)^T P' \hat{S} (\xi - Z) = -((\xi - Z)^T \hat{S} P' (\xi - Z)) \quad (5.73)$$

$$\dot{V} = \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + \tilde{x}^T (P B U_{ad}) + (U_{ad}^T B P) \tilde{x} - \tilde{x}^T P \hat{\Gamma} Z - Z^T \hat{\Gamma}^T P \tilde{x} + N(\tilde{x})^T P' (\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x}) \quad (5.74)$$

On prend $U_{ad} = B^{-1} \hat{\Gamma} \xi$ on trouve

$$\dot{V} = \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + \tilde{x}^T P B \hat{\Gamma} \xi + \xi^T \Gamma^T B P \tilde{x} - \tilde{x}^T P \hat{\Gamma} Z - Z^T \hat{\Gamma}^T P \tilde{x} + N(\tilde{x})^T P' (\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x}) \quad (5.75)$$

$$= \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + \tilde{x}^T P B \hat{\Gamma} (\xi - Z) + (\xi - Z)^T \hat{\Gamma}^T B P \tilde{x} + N(\tilde{x})^T P' (\xi - Z) + (\xi - Z)^T P' N(\tilde{x}) \quad (5.76)$$

$$= \tilde{x}^T (P A + A^T P) \tilde{x} + (\tilde{x}^T P B \hat{\Gamma} + N(\tilde{x})^T P') (\xi - Z) + (\xi - Z)^T \hat{\Gamma}^T B P \tilde{x} + P' N(\tilde{x}) \quad (5.77)$$

On pose

$$N(\tilde{x}) = -P'^{-1} \hat{\Gamma}^T B P \tilde{x} \quad (5.78)$$

Et comme la matrice \mathbf{A} est stable il existe une matrice P solution de l'équation de Lyapunov

$$P A + A^T P = -Q \quad (5.79)$$

D'où

$$\dot{V} = -\tilde{x}^T Q \tilde{x} < 0 \text{ Donc elle est semi définie négative alors le vecteur } \tilde{x} \text{ tend vers zéro}$$

En utilisant le théorème de Lassalle on peut facilement déduire que le vecteur $(\xi - Z)$ tend vers zéro aussi.

5.4 Simulations

5.4.1 Sans test de robustesse

➤ Présence d'un seul défaut statorique

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominale et à $t=3$ sec un seul défaut dans le stator génère une harmonique de fréquence 15 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle.

➤ Présence de deux défauts, un statorique et l'autre rotorique

On garde les même variations mais à $t=3$ sec l'effet de deux défauts générant trois harmoniques de phases nulles, fréquence 15, 30,60 Hz et d'amplitude 15, 8,5 respectivement.

5.4.1.1 Deuxième approche FTC

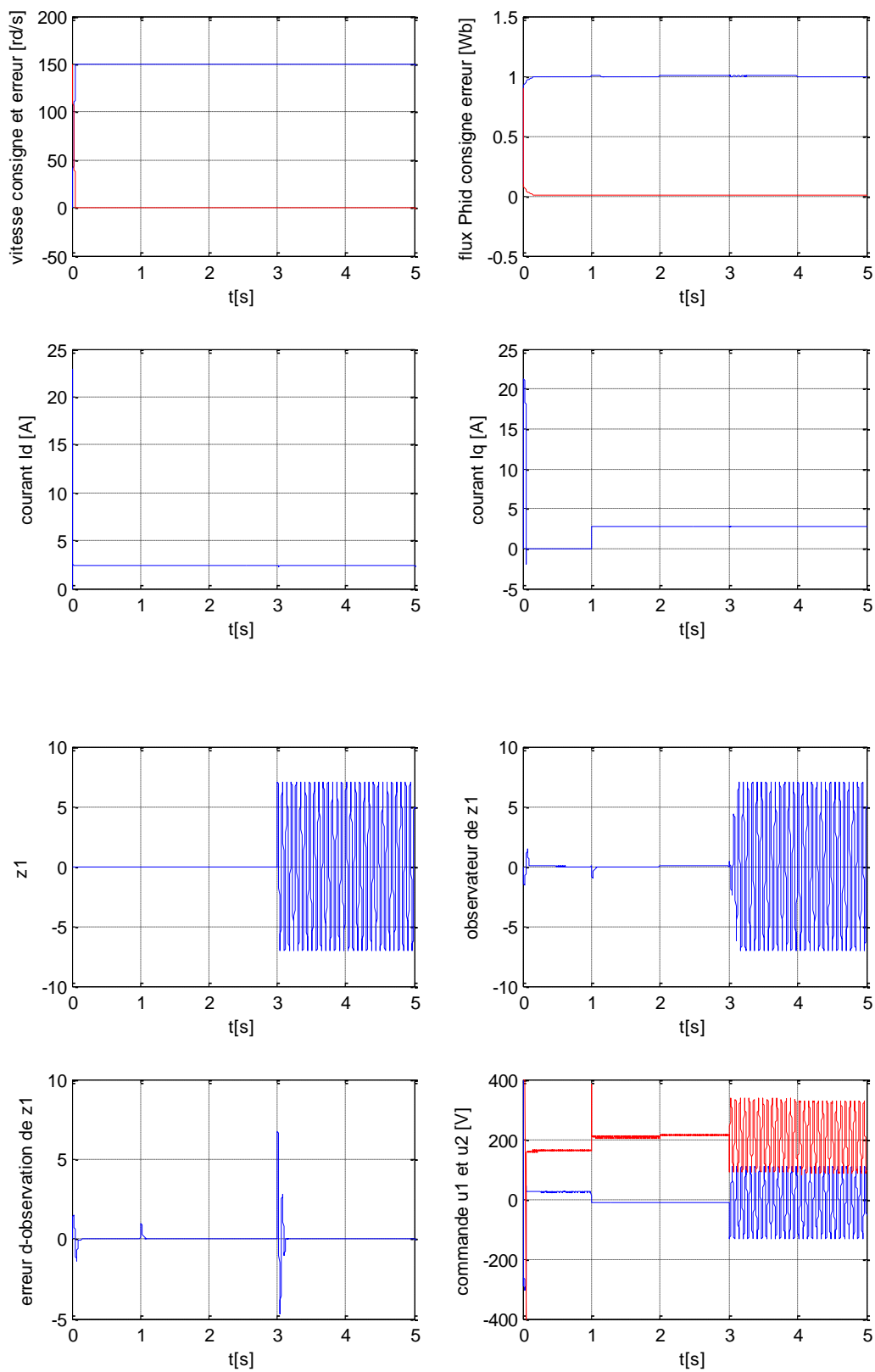


Figure5-2: Présence d'un seul défaut.

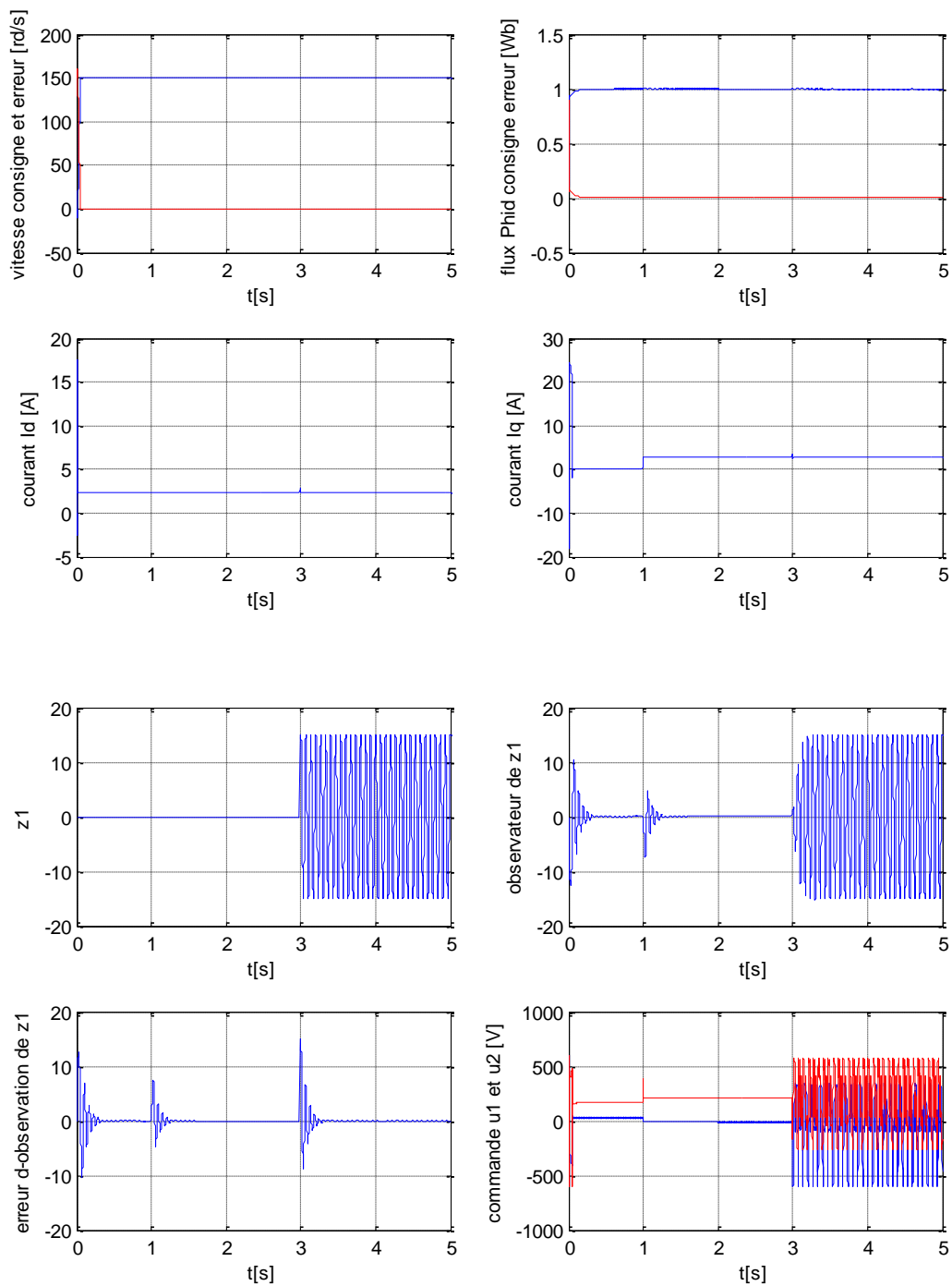


Figure 5-3: Présence de deux défauts.

5.4.1.2 La nouvelle approche FTC proposée

Les essais sont effectués en prenant

$$P = 1000 \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} P' = 100 \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

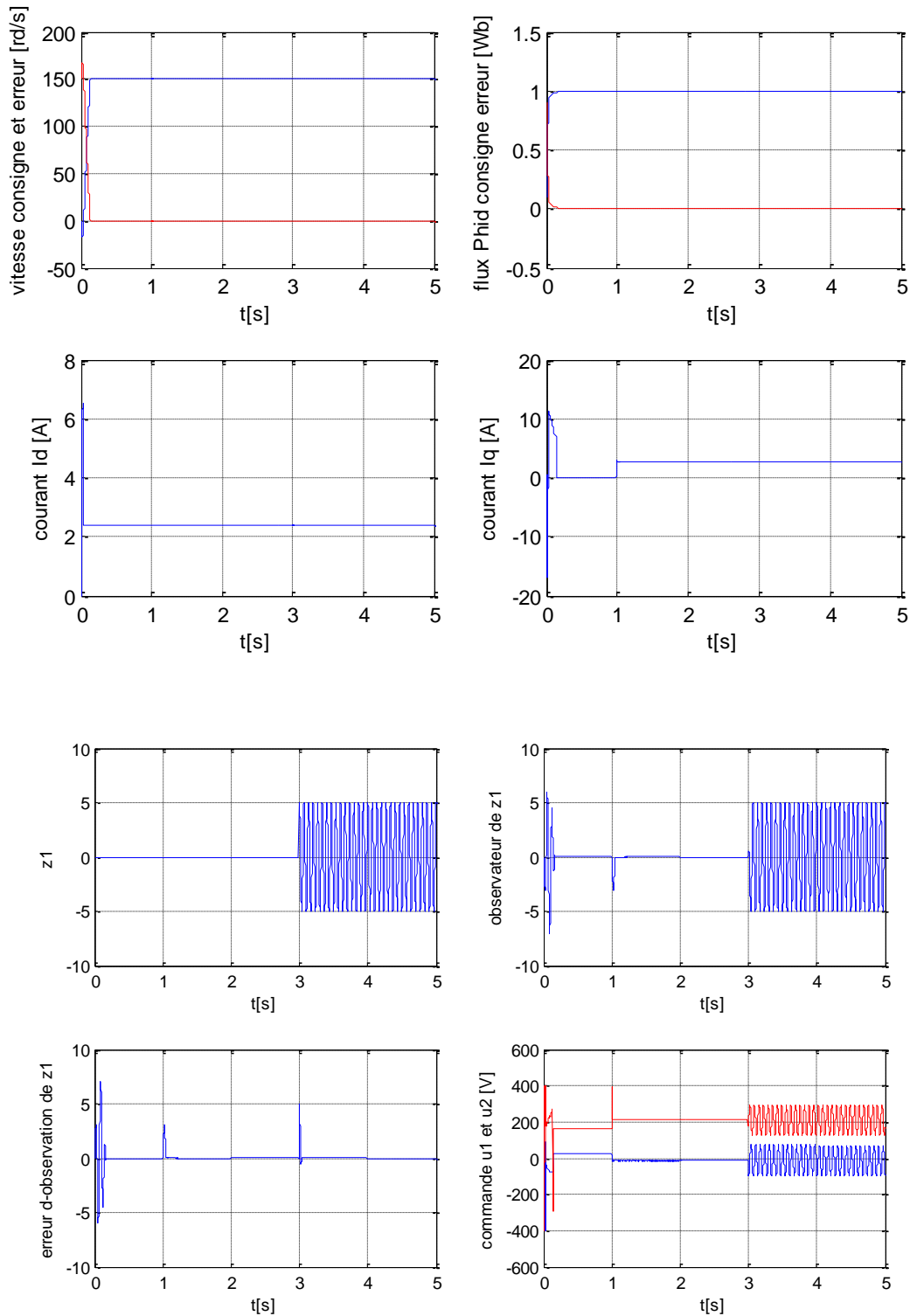


Figure 5-4: Présence d'un seul défaut.

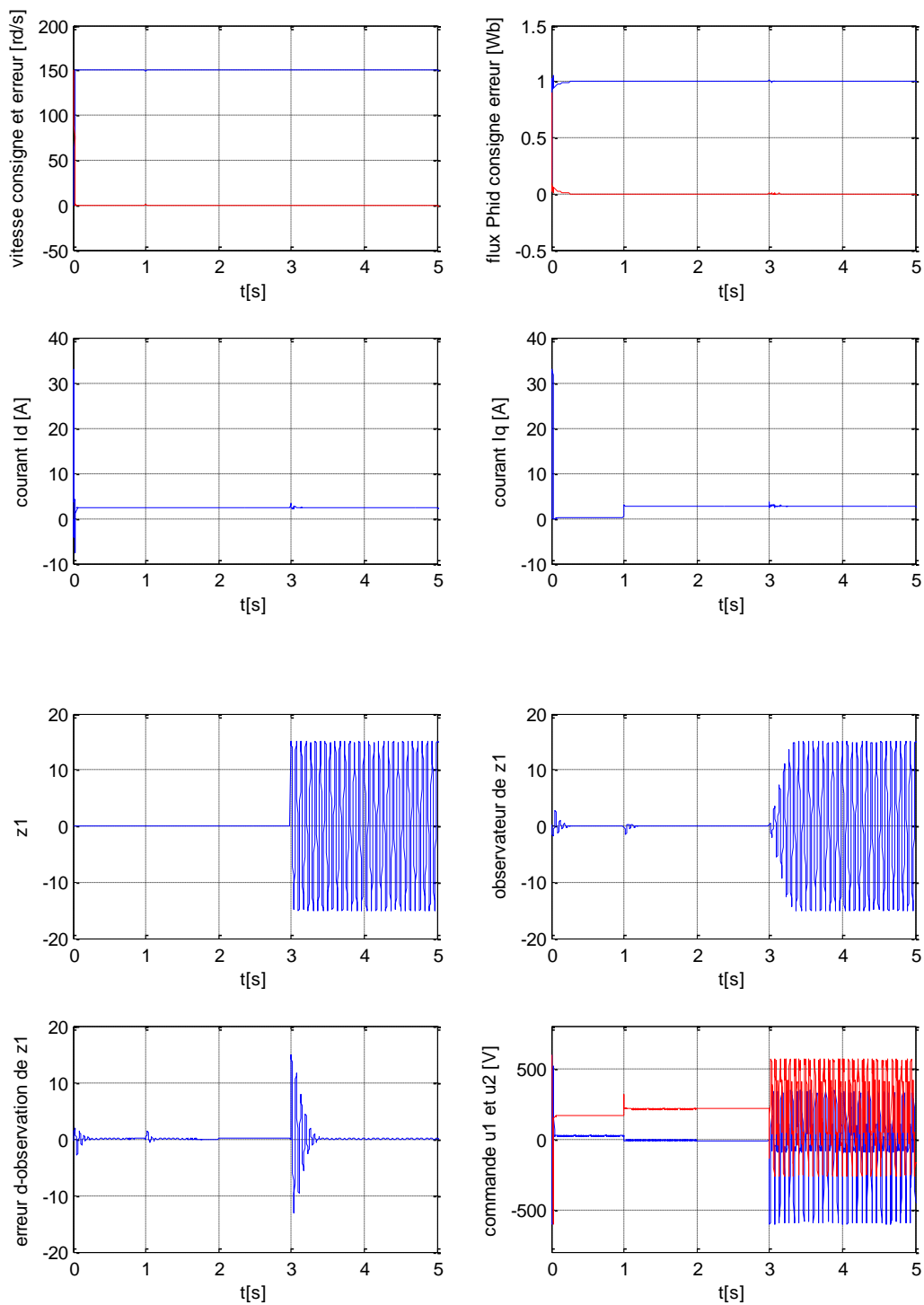


Figure 5-5: Présence de deux défauts.

5.4.2 Avec test de robustesse

➤ **Présence d'un seul défaut statorique**

À $t=1$ sec on introduit un couple égal au couple nominale puis à $t=2$ sec une variation de 20% dans les paramètres électrique (résistances) et mécaniques de la machine et à $t=3$ sec un seul défaut dans le stator génère une harmonique de fréquence 15 Hz, d'amplitude 5 et de phase nulle.

➤ **Présence de deux défauts, un statorique et l'autre rotorique**

On garde les même variations mais à $t=3$ sec sec l'effet de deux défauts générant trois harmoniques de phases nulles, fréquence 15, 30,60 Hz et d'amplitude 15, 8,5 respectivement.

5.4.2.1 Deuxième approche par la fonction de Lyapunov

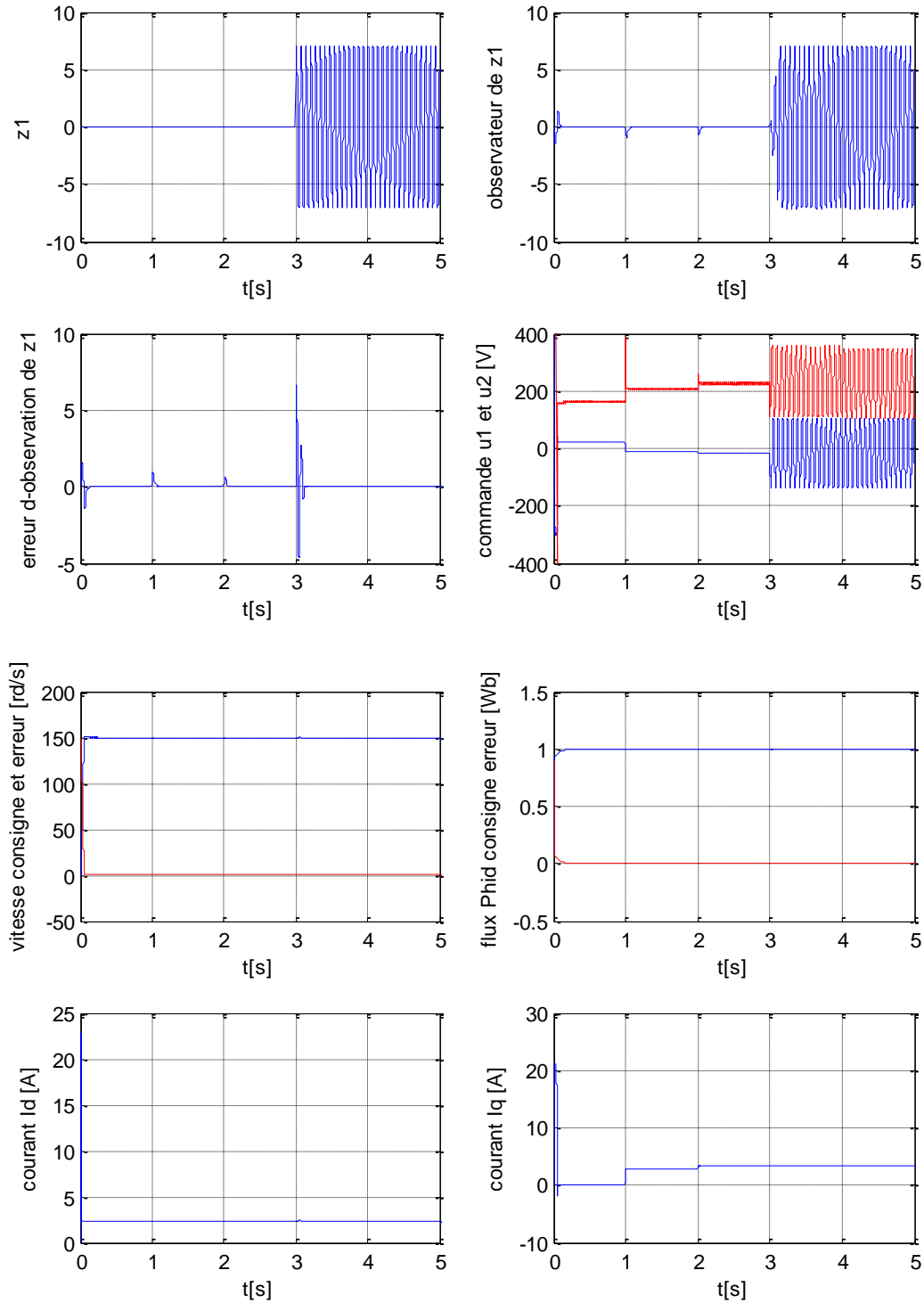


Figure 5-6: Présence d'un seul défaut.

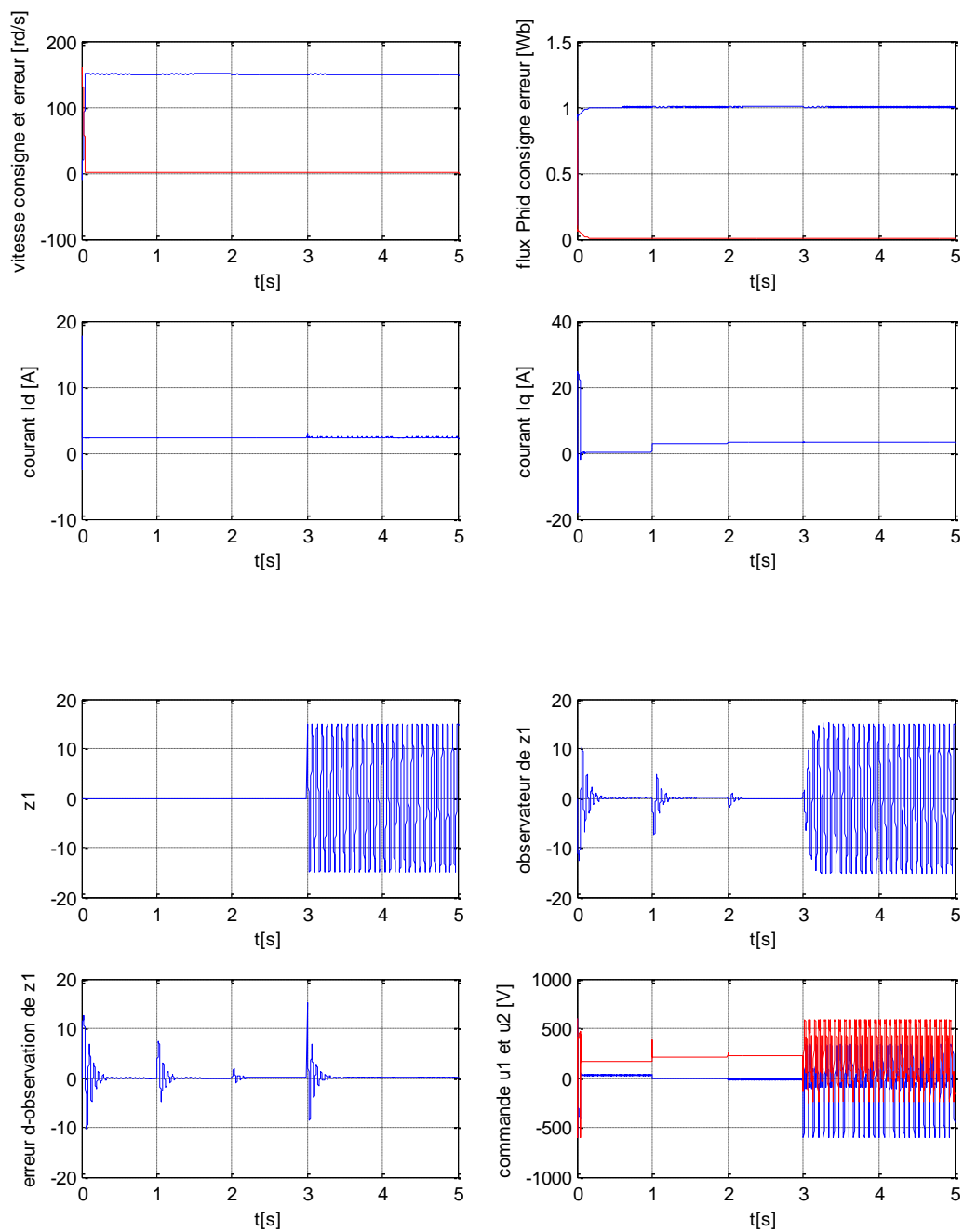


Figure 5-7: Présence de deux défauts

5.4.2.2 La nouvelle approche FTC proposée

On garde les matrices P et P' que précédemment

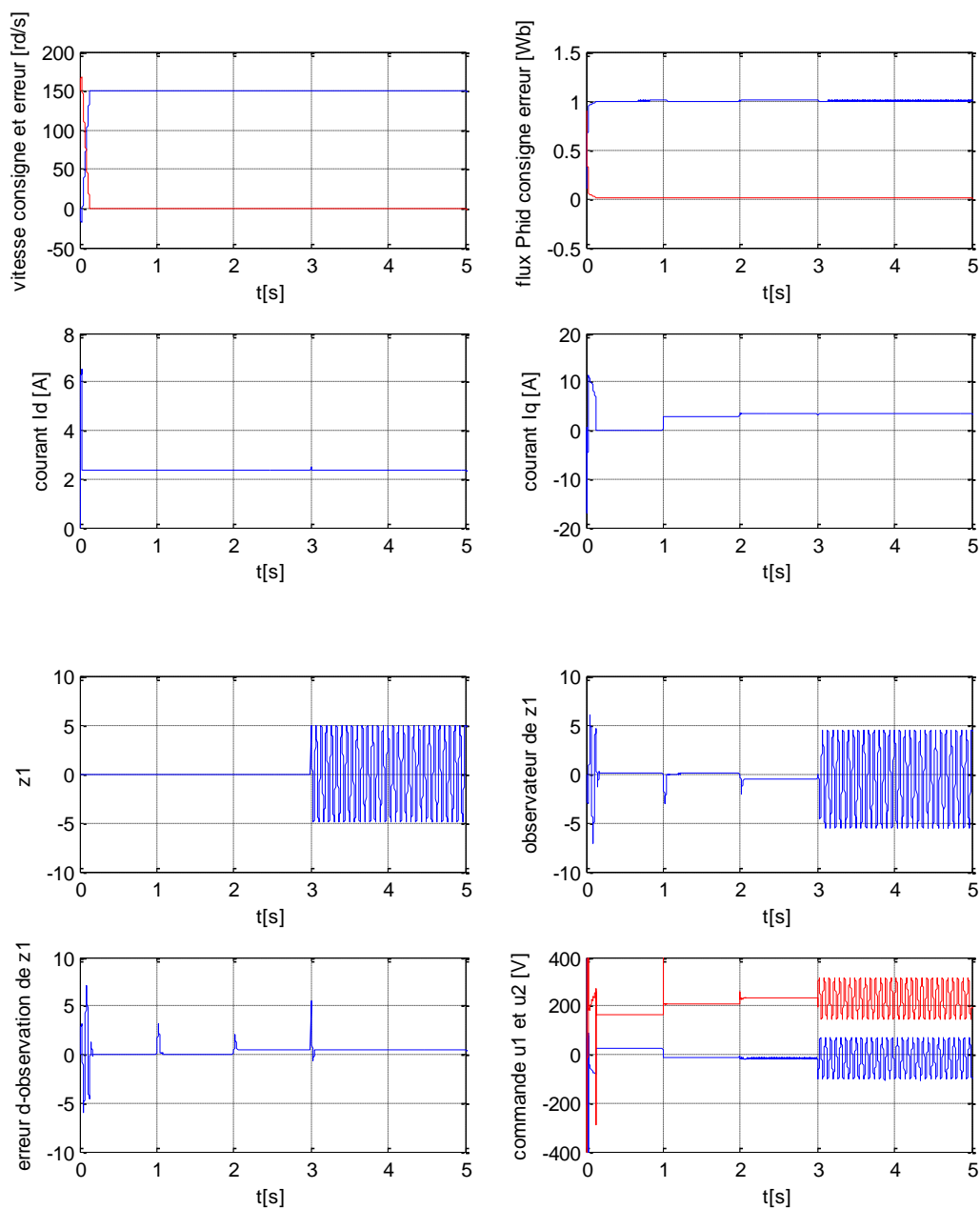


Figure 5-8: Présence d'un défaut.

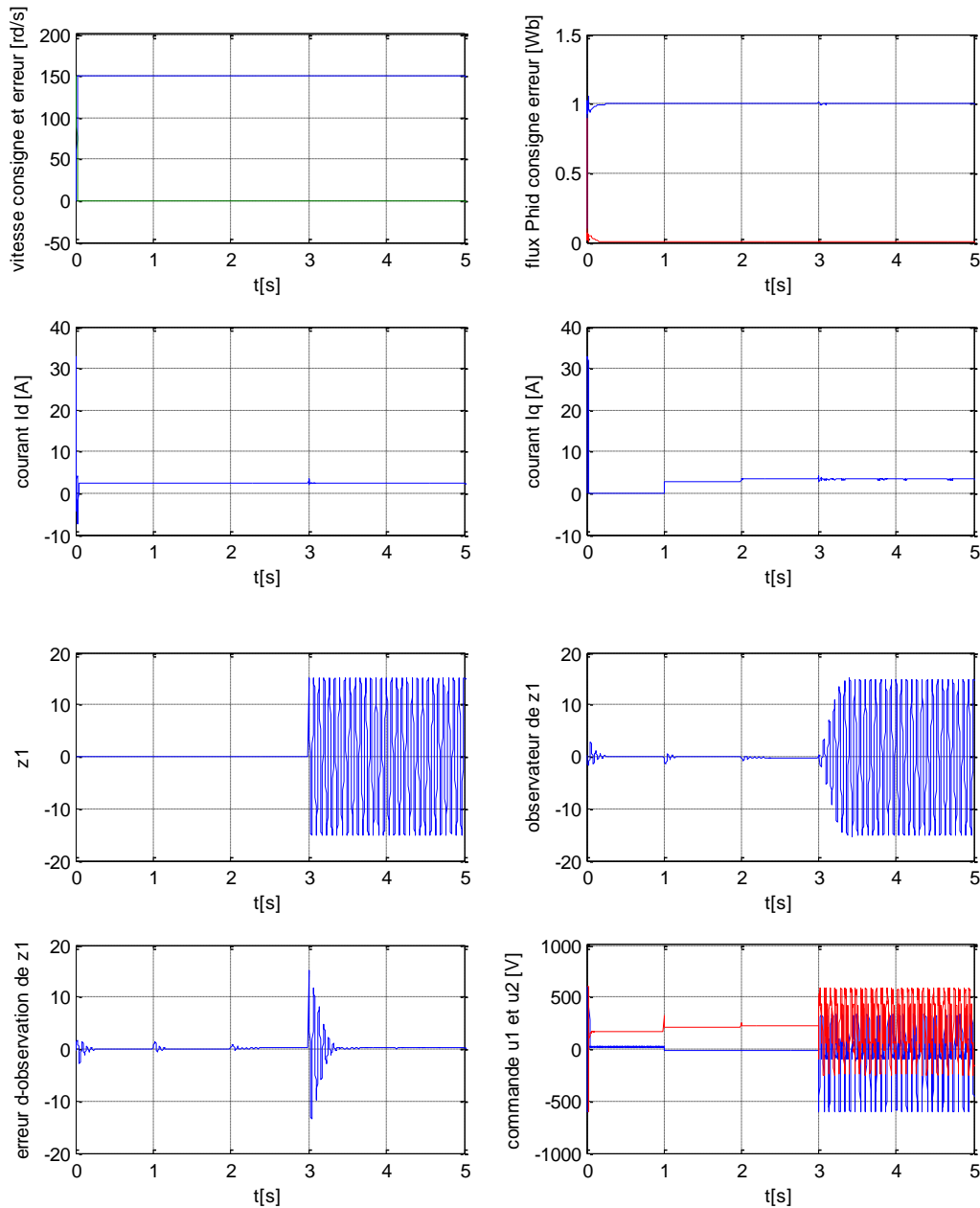
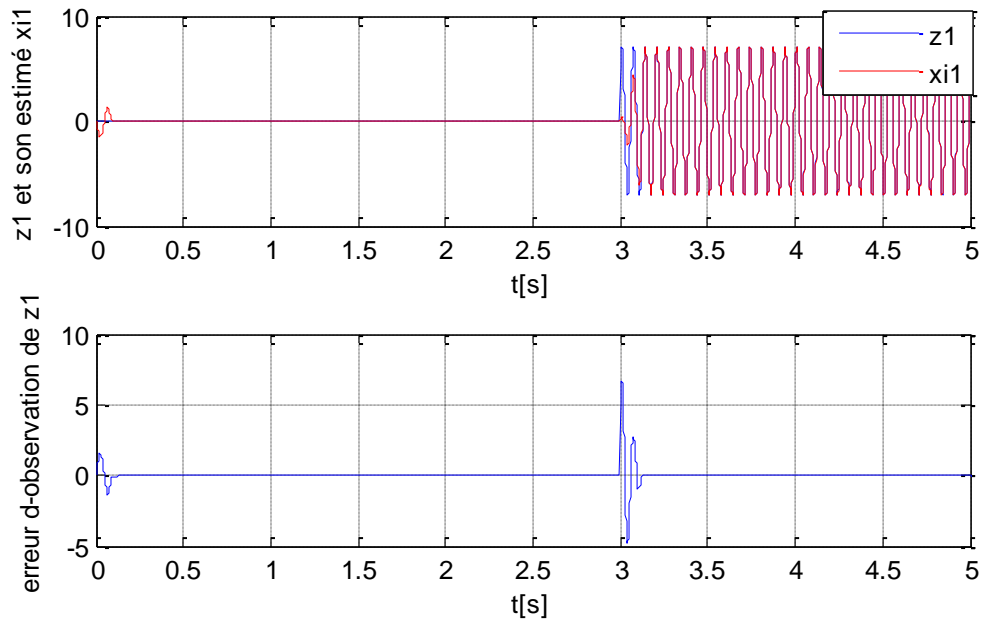


Figure 5-9: Présence de deux défauts

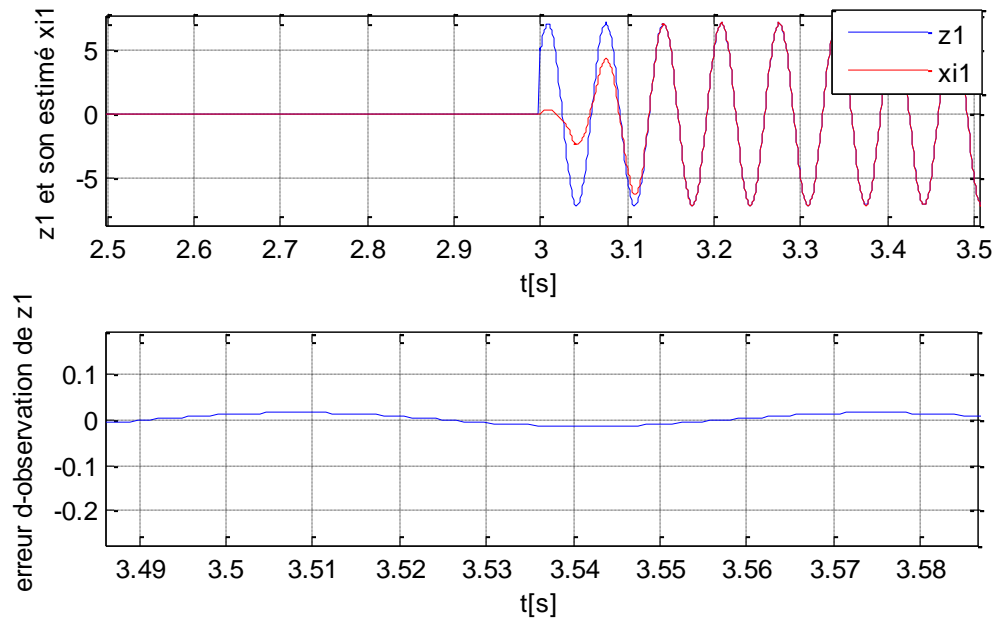
5.5 Comparaison des deux approches

Afin de comparer les deux approches nous allons faire les comparaisons à travers des simulations. Dans un premier temps nous allons comparer les temps de réponse du modèle interne. Ensuite, nous allons tester la capacité du filtrage d'une perturbation sinusoïdale qu'on va introduire au niveau du modèle interne, tout en maintenant les mêmes gains de la commande nominale. Pour cette fin, à $t=3s$ nous allons introduire un défaut d'amplitude 5 et de fréquence 15 Hz.

➤ Deuxième approche par la fonction de Lyapunov [9]



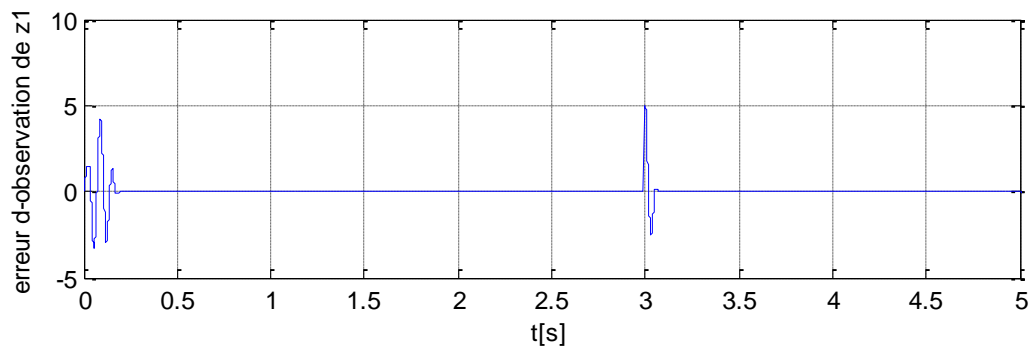
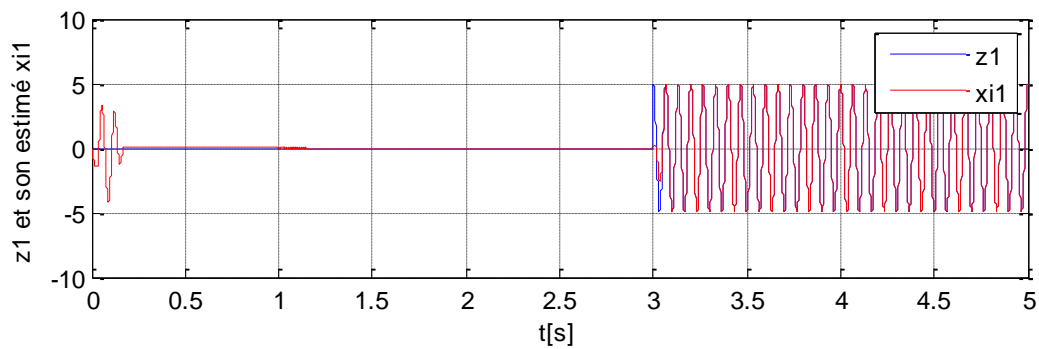
Zoom sur z_1 et son estimé ξ_1



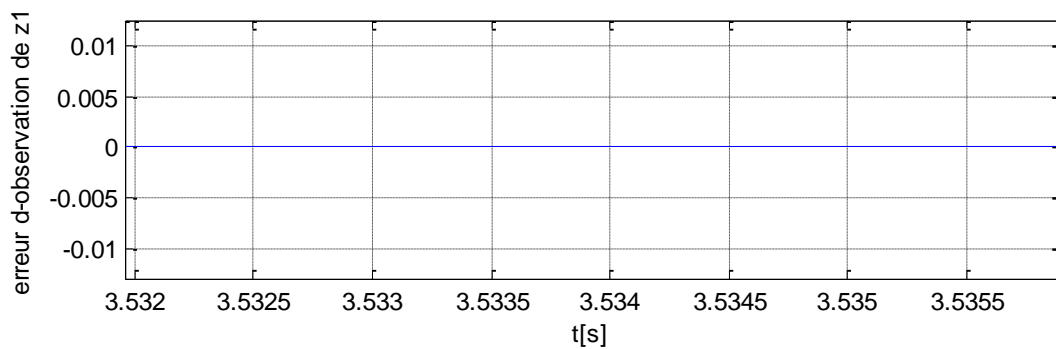
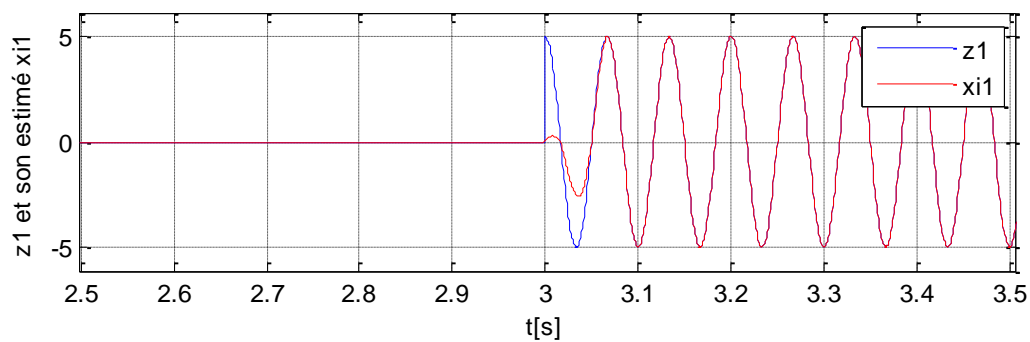
On constate que le temps de réponse est d'environ 125 ms.

➤ La nouvelle approche proposée :

➤ les gains qu'on a pris sont $P = \begin{pmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{pmatrix}, P' = \begin{pmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{pmatrix}$



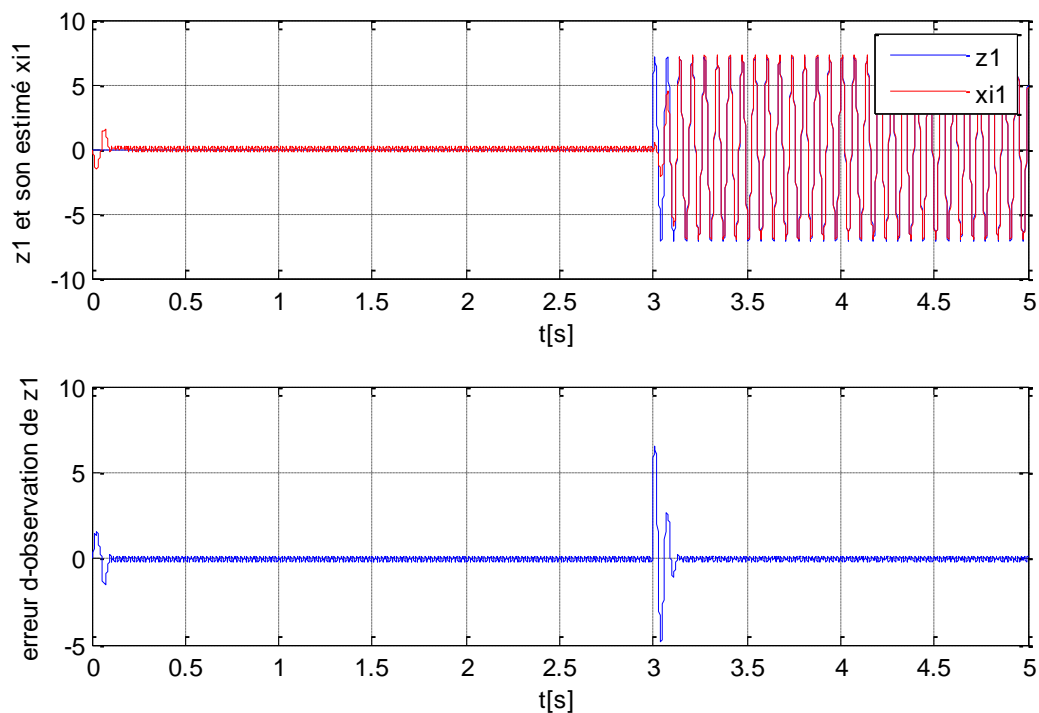
Zoom sur z_1 et son estimé ξ_1



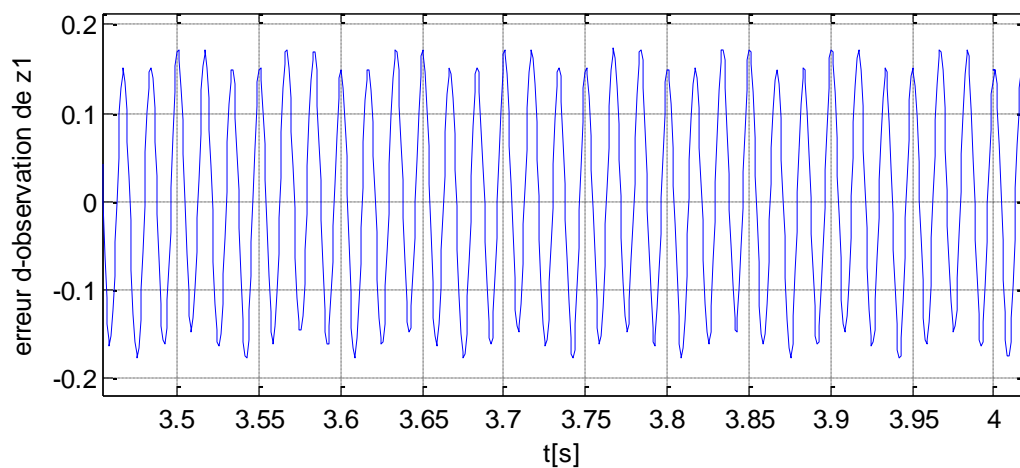
On constate que le temps de réponse est d'environ 7 ms.

Maintenant introduisant une perturbation sinusoïdale d'amplitude 50 et de fréquence 60 Hz

- Deuxième approche la fonction de Lyapunov [9]

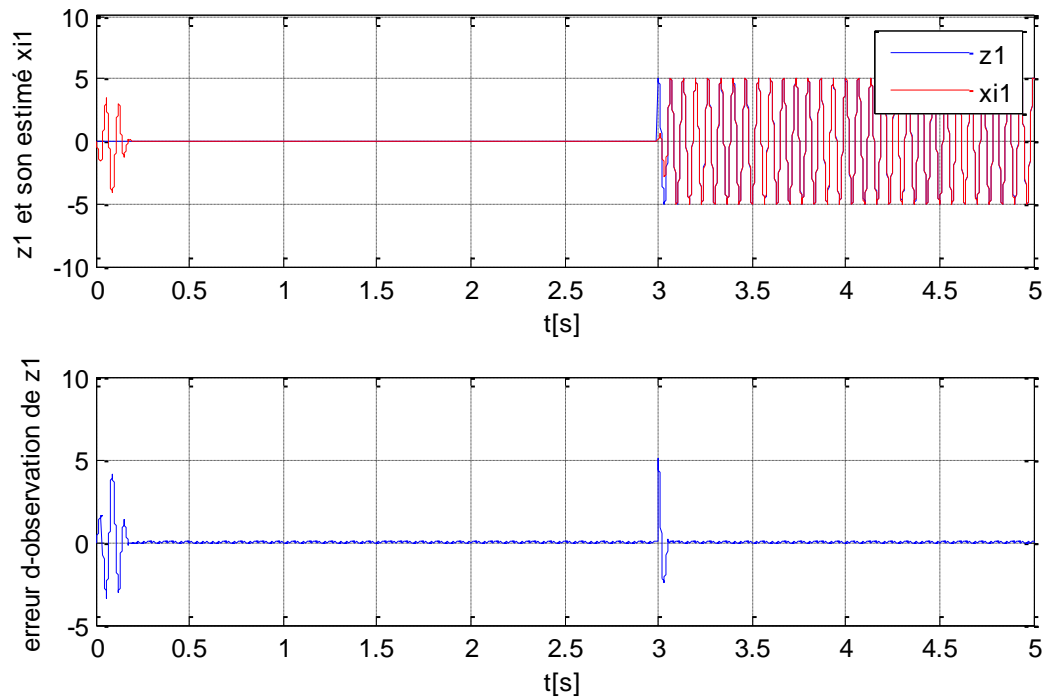


Zoom sur l'erreur d'observation :

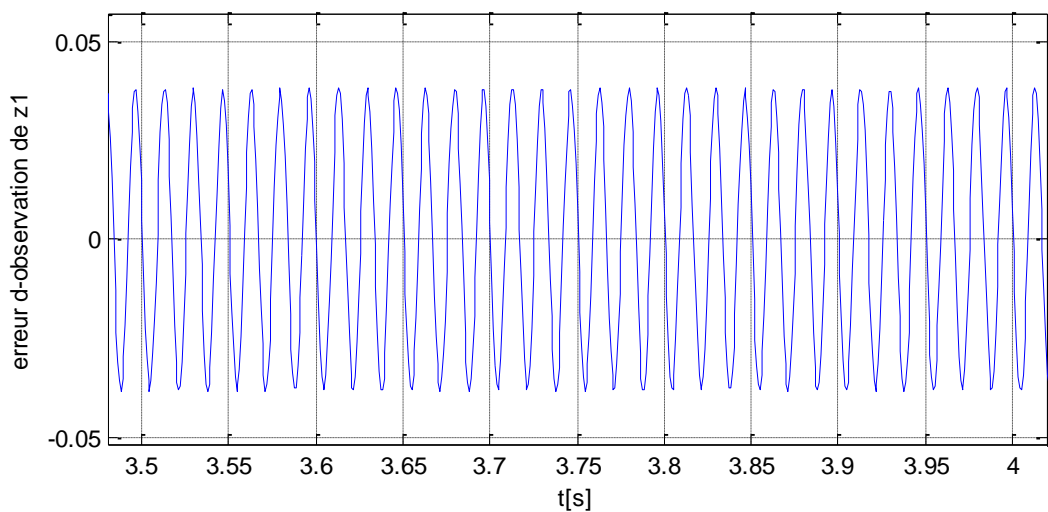


On constate que l'erreur d'observation est de 0.17 environ 3,4%

➤ La nouvelle approche proposée



Zoom sur l'erreur d'observation



On constate que l'erreur d'observation est de 0.04 environ 0,8%

D'après les simulations ci-dessus on constate que l'approche qu'on a proposée est plus performante que celle proposée par [9], en ce qui concerne le temps de réponse du modèle interne et le rejet de perturbation. Un choix adéquat des matrices de gains P et P' nous permet d'obtenir des résultats très satisfaisantes.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la une commande explicitement tolérante aux défauts à la MAS. Le chapitre 3 nous a permet de modéliser les défauts par un exo-système stable et autonome. Ainsi, la notion de modèle interne a été utilisée pour reproduire asymptotiquement l'état du modèle des défauts et générer le terme additif nul en absence de défauts à la commande qui compense leurs effets sur le système.

Cette technique de commande repose sur une bonne estimation en ligne fréquences des défauts. Nous avons présenté, dans un premier temps la première approche qui repose sur la résolution de l'équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients. Ensuite, une deuxième approche par la fonction de Lyapunov qui a été développée dans [8] pour remédier à ces inconvénients. Une nouvelle approche du calcul du modèle interne a été développée.

Finalement, La comparaison des deux approches à travers les simulations montre l'apport de l'approche que nous avons développée par rapport à celle développée dans [8].

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande tolérante aux défauts ainsi que son application à la machine asynchrone. Cette commande a pour but de maintenir la stabilité et les performances des systèmes en présence de défauts. A cet effet, Nous avons distingué deux approches ; l'approche passive et l'approche active.

Nous avons abordé les différents défauts qui peuvent altérer le bon fonctionnement de la machine, leurs natures, En effet, des études ont montré que chaque défaut fait apparaître des harmoniques à des fréquences spécifiques qui dépendent des caractéristiques de la machine. Leurs effets peuvent être convenablement modélisés par un signal exogène issu d'un système autonome stable appelé exo-système.

La commande par backstepping (commande nominale), ou bien le MG avec les deux méthodes que nous avons synthétisé sont robustes par rapport aux perturbations paramétriques et au couple de charge, il suffit en effet de manipuler les gains K_{ij} , λ_{ij} pour obtenir les meilleurs résultats. Mais elles présentent une insuffisance quant au rejet de l'effet des défauts même si on augmente la robustesse.

Ceci nous a conduits à élaborer une technique de compensation explicite de l'effet des défauts en générant à partir de l'état du modèle interne, un terme additif à la commande nominale. Le calcul du modèle interne est basé essentiellement sur l'estimation des fréquences caractéristiques des défauts, nous avons présenté la première approche basée sur la résolution d'une équation de Sylvester qui est à l'origine de ses inconvénients. Nous avons aussi présenté une deuxième approche [8] de calcul du modèle interne qui exploite les caractéristiques des différentes matrices intervenant dans le problème. Ainsi, elle permet d'éliminer les inconvénients de la première approche et présente de meilleures performances sous les mêmes hypothèses, que nous avons améliorée en développant une autre méthode de calcul du modèle interne.

Par la suite, une comparaison est établit entre les résultats obtenus avec les deux approches. Nous avons constaté que les deux méthodes sont efficaces permettant une compensation des défauts altérant le bon fonctionnement de la MAS, un choix adéquat des deux matrices de pondération P et P' permet d'obtenir un meilleur temps de réponse et un meilleur rejet de perturbation du modèle interne.

Les résultats obtenus dans ce mémoire offrent des perspectives intéressantes de développements. En particulier, les points suivants peuvent faire l'objet de travaux futurs

- ✓ Application des algorithmes plus performants pour la résolution de l'équation de Sylvester dans la première approche ce qui permettra de la tester pour plusieurs défauts simultanés.
- ✓ Application d'autres approches pour le calcul du modèle interne en utilisant d'autres commandes nominales (MG, commande linéarisante,...) afin de tester la fiabilité de la technique.
- ✓ Développement des autres méthodes de diagnostic performantes (transformation en ondelette) afin d'obtenir une meilleure précision sur l'estimation des fréquences des défauts.
- ✓ Utilisation des techniques intelligentes à savoir les RNA et la logique floue pour l'élaboration des commandes FTC plus performantes.

ANNEXE

Les paramètres de la machine asynchrone

1. Paramètres électriques

$R_s = 10\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642 H$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612 H$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 H$	Inductance Mutuelle
$P = 1.08 kW$	Puissance électrique
$v_s = 220/380 V$	Tension du stator

2. Paramètres mécaniques

$J = 0.02 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0005 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$	Coefficient de frottement

3. Paramètres électromagnétiques

$C_e = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$	Couple nominal
$p = 2$	Nombre de paires de pôle.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. Isermann & P. Balle, Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical process, Control Engineering Practice, VOL. 05, NO. 05, pp. 709-719, 1997.
- [2] H. Niemann, J. Stoustrup “Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum - a case study”. Control Engineering Practice 13, 1047–1059, 2005.
- [3] M. Rodrigues, D. Theilliol, S. Aberkane and D. Sauter. “Fault tolerant control design for polytopic LPV systems”. Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 17, No. 1, 27–37, 2007
- [4] R.J. Patton, “Fault tolerant control: The 1997 situation (survey)”, IFAC SAFEPROCESS’97, Hull, UK, Aout 26-28, Vol. 2, pp.1033-1055, 1997.
- [5] J. Jiang. “Fault tolerant control systems – An Introductory overview”. Acta automatica sinica, janvier 2005.
- [6] L. Ouhib. “Diagnostic et Commande Tolérante aux défauts des systèmes non linéaires : Etude et Mise en oeuvre”. Thèse de Magister, EMP, Alger, 2008.
- [7] M. Rodrigues. “Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires”. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, décembre 2005.
- [8] H. Mekki. “Commande Tolérante aux Défauts : Application à la MAS”. Thèse de Magister, ENP, Alger, 2009.
- [9] M. Chakir. “Commande Robuste Tolérante aux défauts : Application à la MSAP”. Thèse de Magister, ENP, Alger, 2006.
- [10] A. Akhenak. “Conception d’observateurs non linéaires par approche multi modèle : application au diagnostic”. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, décembre 2004.
- [11] S. K. Kanev. “Robust Fault-Tolerant Control”. Ph.D. Thesis, University of Twente, the Netherlands. 2004.
- [12] S. Sun, L. Dong , L. Li and S. Gu. “Fault-tolerant control for constrained linear Systems based on MPC and FDI”. *International Journal of Information and Systems Sciences* Vol. 4, N°. 4, Pages 512-523, 2008
- [13] H. Jamouli. “Génération de résidus directionnels pour le diagnostic des systèmes linéaires stochastiques et la commande tolérante aux défauts”. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, décembre 2003.
- [14] H. Alwi. “Fault Tolerant Sliding Mode Control Schemes with Aerospace Applications”. Thèse de Ph.D, Department of Engineering University of Leicester, England, 2008.

- [15] P. Mhaskar, A. Gani, N. H. El-Farra, C. McFall, P. D. Christofides and J. F. Davis. "Integrated Fault-Detection and Fault-Tolerant Control of Process Systems". American Institute of Chemical Engineers AIChE J, 52: 2129–2148, 2006
- [16] IAS Motor Reliability Working Group IEEE. Motor reliability working group. report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations. IEEE Report vol. IA-21, no. 4, Part I & II, IEEE Transactions on Industry Applications, July 1985.
- [17] EPRI. Improved motors for utility applications. final report Publication EL-2678, vol. 1, 1763-1, EPRI, October 1982.
- [18] O. V. Thorsen and M. Dalva. Failure identification and analysis for highvoltage induction motors in the petrochemical industry. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35(no. 4) :pp. 810–818, July-Aug. 1999.
- [19] P. Vas. Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines. Oxford, U.K., 1993.
- [20] S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review. IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20(no. 4) :pp. 719–729, December 2005.
- [21] Cruz, S.M.A., Cardoso, A.J.M., 1999. Rotor Cage Fault Diagnosis in Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors, by the extended Park's Vector Approach. Gijon, Spain, pp.105-109, September 1999.SDEMPED'99,
- [22] Razik, H., Didier, G., 2003. Notes de cours sur le diagnostic de la machine asynchrone. Université Henry Poincaré, Nancy 1, 7 Janvier 2003.
- [23] G. B. Kliman, W. J. Premerlani, R. A. Koegl, and D. Hoeweler. A new approach to on-line fault detection in ac motors. In Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting Conf., pages pp. 687–693, San Diego, CA, 1996.
- [24] Fiser, R., Ferkolj, S., 1996. Modelling of dynamic performance of induction machine with rotor faults. In Proceedings ICEM Vigo, Spain, Vol. 1, pp. 17-22.
- [25] W. T. Thomson and R. J. Gilmore. Motor current signature analysis to detect faults in induction motor drives-fundamentals, data interpretation, and industrial case histories. In Proceedings of the 32nd Turbomachinery Symposium, pages pp. 145–156, Houston, TX, USA, Sep. 8-11 2003.
- [26] A. Barbour and W. T. Thomson. Finite element study of rotor slot designs with respect to the current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel-cage induction motor. In Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annual Meeting Conf., volume vol. 1, pages pp. 112–119, New Orleans, Louisiana, Oct. 5-9 1997.
- [27] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, and S. Roach. Analysis of airgap flux, current, vibration signals as a function of the combination of static and dynamic eccentricity in 3-phase

- induction motors. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33(no. 1) :pp. 24-34, 1997.
- [28] J. R. Cameron, W. T. Thomson, and A. B. Dow. Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors. Proc. Inst. Elect. Eng. B, vol. 133(no.3) :pp. 155–163, May 1986.
- [29] R. A. Collacott. Vibration Monitoring and Diagnosis, pages pp. 109–111. Wiley, New York, 1979.
- [30] A. H. Bonnett. Cause and analysis of anti-friction bearing failures in a.c. induction motors. IEEE Industry Applications Society Newsletter, pages pp. 14–23, Sep./Oct. 1993.
- [31] R. Schoen, T. Habetler, F. Kamran, and R. Bartheld. Motor bearing damage detection using stator current monitoring. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31(no. 6) :pp. 1274–1279, Nov.-Dec. 1995.
- [32] Bouzida H., O. Touhami, R. Ibtouen, M. Fadel, M. Benhaddadi, and Olivier G. Model structures used in rotor defect identification of a squirrel cage induction machine. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, IEEE CCECE '06, pp. 1671–1676, May 2006. Ottawa, Ont.
- [33] Touhami O., N. Lahcene, R. Ibtouen, and M. Fadel. Modeling of the induction machine for the diagnosis of rotor defects. part. I : An approach of magnetically coupled multiple circuits. In 31st Annual Conference of Industrial Electronics Society, IEEE IECON '05, pp. 1580–1585, Raleigh, NC, USA, May 2005.
- [34] Touhami O., N. Lahcene, R. Ibtouen, and M. Fadel. Diagnosis of induction machine rotor defects from an approach of magnetically coupled multiple circuits. In IEEE Proceedings of the 38th Southeastern Symposium on System Theory Tennessee Technological University, pp. 1992–1996, Cookeville, TN, USA, March 5-7 2006.
- [35] Touhami O., N. Lahcene, and R. Ibtouen. Spectral analysis for the rotor defects diagnosis of an induction machine. In IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing, pp. 183–187, Faro, Portugal, 1-3 September 2005.
- [36] Bachir S. Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique. PhD thesis, Ecole sup'érieure d'ingénieur de POITIERS, France, 1992.
- [37] Bousseksou.S, 2007. Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic. Mémoire fin d'étude, Spécialité Electrotechnique, l'université de mentouri Constantine, 2007.
- [38] A. A. Da Silva. Rotating machinery monitoring and diagnosis using short-time fourier transform and wavelet techniques. Proc. International Conference on Maintenance Rel., Vol. 1 :14.01_14.15, 1997. Knoxville, USA.
- [39] W. J. Wang. Application of wavelets to gearbox vibration signals for fault detection. J. Sound Vib., Vol. 192(5) :927_939, 1996.

- [40] Fiorenzo Filippetti, Giovanni Franceschini, Carla Tassoni, and Peter Vas. "Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques", IEEE Trans. Ind. Electronic, VOL. 47, NO. 5, OCTOBER 2000.
- [41] P. Vas, Artificial-Intelligent-Based Electrical Machines and Drives. Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic-Algorithm-Based Techniques. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 1999.
- [42] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "A fuzzy logic approach to on-line induction motor diagnostics based on stator current monitoring," in Proc. Int. Symp. Stockholm Power Technology—Electrical Machines and Drives, Stockholm, Sweden, June 1995, pp. 270–274.
- [43] M. Y. Chow, R. N. Sharpe, and J. C. Hung, "On the application and design of artificial neural networks for motor fault detection (Part I and Part II)," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, pp. 181–197, Apr. 1993.
- [44] M. Poloujadoff. Machines asynchrones - régimes quelconques. Encyclopédie de Techniques de l'ingénieur, vol. D 3 485 :pp. 1–22, 2000.
- [45] Laleg, T.M., 2004. Contribution aux Méthodes de Diagnostic à Base d'Observateurs et à la Commande Tolérante aux Défauts Application à la Machine Asynchrone et au Robot SCARA. PFE, Spécialité Automatique, ENP, Alger, Juin 2004.
- [46] Chaouch, S., Naït-Saïd, M.S., 2004. A comparison of model reference adaptive and sliding mode observer for rotor time constant estimation in an induction motor. Conference Proceeding, topic 1 Electrical Systems and Modern Applications, pp 291 –301, Al-Baha, May2004.
- [47] A. Paoli, L. Marconi and C. Bonivento. "A Fault-Tolerant strategy for Induction Motors". 40th IEEE Conference on decision and control, USA, December 2001.
- [48] A. Paoli, L. Marconi and C. Bonivento. "Internal Model Based Framework for Tracking and Fault Tolerant Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor". IFAC 2005.
- [49] C. Bonivento, L. Gentili and A. Paoli. "Internal model based fault tolerant control of a robot manipulator". IFAC 2005.
- [50] Belkheiri. M, Boudjema. F. "Backstepping control of an Induction machine augmented by a Neural network," proceeding of SSD'07, Volume I: Conference on Systems Analysis & Automatic Control, Hammamet, Tunisia, Mar 2007.
- [51] Chaouch. S, Herizi. A, Serrai. H, Naït-Saïd. M.S. "Lyapunov and Backstepping Control Design of Induction Motor System," proceeding of SSD'07, Volume II: Conference on Power Electrical Systems, Hammamet, Tunisia, Mars 2007.

- [52] Blaschke, F., 1972. The principal of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. *Simens Rev.* Vol. 34, pp.217-220.
- [53] Chaouch, S., 2005. Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse. Thèse de doctorat, université de Batna, Décembre 2005.
- [54] Djoudi, A., 2010. Commandes Non Linéaires d'une Eolienne à Base d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Pilotée Par un Convertisseur Matriciel. Mémoire de magister, Spécialité Automatique, ENP, Alger, 2010.
- [55] Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P.V., Morse, A.S., 1991. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. *IEEE Transactions On Automatic Control* Vol. 36(11), 1241-1253.
- [56] Feurer, A., Morse, A.S., 1978. Adaptive control of single-input, single-output linear systems. *IEEE transactions On Automatic Control* Vol. 23(4), 557-569.
- [57] Kokotovic, P.V., Sussmann, H.J., 1989. A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems. *Systems & Control Letters* Vol. 13, 125-133.
- [58] Alexander G. Loukianov, Jose M. Cafiedo, Orlando Serrano, Vadim I. Utkin, Sergey Calikovsky, nvelo ADAPTIVE SLIDING BLOC CONTROL OF INDUCTION MOTORS, IEEE 2001
- [59] Bonivento, C., Isidori, A., Marconi, I., Paoli, A., 2004. Implicit Fault Tolerant Control : Application to Induction Motors. *Automatica* 40, 355-371.
- [60] A. Serrani, A. Isidori. "Semiglobal nonlinear output regulation with adaptive internal model". 39th IEEE conference on decision and control, Sydney- Australia 2000.
- [61] Taïani, F., 2004. La Réflexivité dans les architectures multi-niveaux : application aux systèmes tolérant les fautes. *Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Paul Sabatier, Toulouse*, Janvier 2004.
- [62] Rodrigues, M., 2005. Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles. *Thèse de Doctorat, Spécialité Automatique, Université Henri Poincaré, Nancy1*, Décembre 2005.
- [63] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, and M. Staroswiecki. *Diagnosis and fault tolerant control*. Berlin, Germany: Springer, second edition, 2006.
- [64] K.C. Chiou and S.J. Huang. An adaptive fuzzy controller for 1/2 vehicle active suspension systems. In *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, volume 2, pages 1010–1015, Taipei, Taiwan, 2006.
- [65] P.M. Frank, S.X. Ding, and B. Kppen-Seliger. Current developments in the theory of FDI. In *4th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, pages 16–27, Budapest, Hungary, 2000.

- [66] O. Benzineb, H. Salhi, M. Tadjine, M.S Boucherit and M.E.H. Benbouzid, "A PI/Backstepping Approach for Induction Motor Drives Robust Control", *International Review of Electrical Engineering*, vol 5, N°2, Part A, April 2010.
- [67] O. Benzineb, M. Tadjine, M.S Boucherit and M.E.H. Benbouzid, "PI/Backstepping control High-gain Observer for Induction Motor Drives", *Electromotion*, vol 17, N°2, April 2010
- [68] O. Benzineb, H. Mekki, D. Boukhetala, M. Tadjine, M.S Boucherit, "Implicit fault Tolerant Control Technique Based Backstepping : Application to Induction Motor", *ICEE 10*, Oct 11-13, Batna, 2010.
- [69] D. Kouchih, O. Benzineb, M.S. Boucherit, M. Tadjine, "Diagnostic des Défaits d'une Machine Asynchrone par Observateur", *SISEM05*, Annaba, Nov. 2005.
- [70] D. Kouchih, O. Benzineb, M.S. Boucherit, M. Tadjine, "Simulation des défauts de courts circuits d'une Machine Asynchrone triphasée", *IMES 06*, Djelfa, Octobre. 2006.