

UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF-M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE



DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Numéro de série :

Numéro d'inscription : *D.EL/3C/02/16*

## Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

# DOCTORAT Troisième Cycle

Spécialité : Electrotechnique

Option : Electrotechnique

## THEME

---

# Commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone double étoiles

---

Présenté Par

**LAYADI Nouredine**

Soutenue le : 22/01/2020

Devant le jury composé de :

<u>Nom et Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
KHODJA Djalal-Eddine	Maître de conférences A	Univ. de M'Sila	Président
ZEGHLACHE Samir	Maître de conférences A	Univ. de M'Sila	Encadreur
BERRABAH Fouad	Maître de conférences A	Univ. de M'Sila	Co-Encadreur
KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Univ. de Sétif	Examinateur
SAOUDI Kamel	Maître de conférences A	Univ. de Bouira	Examinateur
BENYETTOU Loutfi	Maître de conférences A	Univ. de M'Sila	Examinateur
BENKHORIS M-Fouad	Professeur	Univ. de Nantes FRANCE	Invité

Année Universitaire : 2019/2020

# *Dédicaces*

*A mes parents  
Chitour et Fatima Lohra  
A Karim*

# REMERCIEMENT

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au LGE, Laboratoire de Génie Electrique de l'université de M'Sila.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **ZEGHLACHE Samir**, Maître de conférence (A) à l'université de M'Sila, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.

Je suis extrêmement reconnaissant à Monsieur **BERRABAH Fouad**, Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse. Ses très nombreux commentaires et suggestions ont considérablement amélioré à la fois le contenu et la présentation de cette thèse.

Je souhaite exprimer ma plus sincère reconnaissance à Monsieur **DJERIOUI Ali**, Maître de conférences (A) à l'Université de M'Sila, pour son aide, son encouragement et le temps qu'il m'a accordé. Ses qualités pédagogiques et scientifiques m'ont permis de mener à bien mon travail. Je remercie infiniment Monsieur **BENKHORIS Mohamed-Fouad** Professeur à l'université de Nantes, France, pour son aide précieuse durant ces trois années d'étude. Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels administratifs et enseignants du département de Génie Électrique ainsi que le directeur et les membres du Laboratoire de Génie Électrique de l'Université de M'Sila, qui resteront anonymes dans cette page, mais qui m'ont permis de mener à terme ce travail dans une ambiance très amicale.

Je remercie Monsieur **KHODJA Djatal-Eddine** Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury. J'adresse également mes remerciements à l'ensemble des membres pour l'honneur qu'ils m'ont fait pour avoir accepté de faire partie de ce jury en acceptant d'examiner et d'évaluer cette thèse. J'exprime mes vifs respects au Monsieur **KHAMLICHE Mabrouk**, Professeur à l'université de Sétif, au Monsieur **SAOUDI Kamel**, Maître de conférences (A) à l'université de Bouira et au Monsieur **BENYETTOU Loutfi**, Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila. Soyez assurés Messieurs les membres du jury de ma profonde reconnaissance pour l'attention que vous avez portée à cette thèse et pour le temps que vous avez consacré à son évaluation.

# Table des matières

Table des matières	i
table des figures	v
Liste des tableaux	vii
Glossaire	viii
Introduction générale	1
<b>1 Etat de L'art sur la CTD</b>	<b>4</b>
1.1 Introduction	5
1.2 Terminologie et Définitions Adoptées	5
1.2.1 Défaut	5
1.2.2 Dégradation	6
1.2.3 Défaillance	6
1.2.4 Panne	6
1.2.5 Dysfonctionnement	6
1.2.6 Tolérance aux défauts	6
1.2.7 Perturbations	6
1.2.8 Résidus	6
1.2.9 Détection de défauts	7
1.2.10 Diagnostic	7
1.2.11 Identification de défauts	7
1.2.12 Mode de fonctionnement	7
1.2.12.1 Mode sain	7
1.2.12.2 Mode dégradé	7
1.2.12.3 Mode défaillant	7
1.3 Les Différents Types de Défauts	7
1.3.1 Défauts actionnaires	8
1.3.2 Défauts capteurs	8
1.3.3 Défauts dans le système (Défauts composants)	9
1.4 Classification des Défauts	9
1.4.1 Classification selon leur représentation	9
1.4.1.1 Défaut additif	9
1.4.1.2 Défaut multiplicatif	9
1.4.2 Classification selon leur évolution dans le temps	10
1.4.2.1 Défaut brusque	10
1.4.2.2 Défaut graduel	10
1.4.2.3 Défaut Intermittent	11

1.5	Modélisation des Défauts . . . . .	11
1.5.1	Modélisation des défauts actionnaires . . . . .	11
1.5.2	Modélisation des défauts capteurs . . . . .	13
1.5.2.1	Offset . . . . .	13
1.5.2.2	Dérive . . . . .	13
1.5.2.3	Mise à l'échelle (ou défaut de gain) . . . . .	14
1.5.2.4	Défauts sévères . . . . .	14
1.5.2.5	Défauts intermittents . . . . .	14
1.5.3	Modélisation des défauts composants . . . . .	15
1.6	Commande Tolérante aux Défauts . . . . .	15
1.6.1	Classification des techniques de commande tolérante aux défauts	16
1.6.2	Approche passive . . . . .	16
1.6.3	Approche active . . . . .	17
1.6.3.1	Reconfiguration du système . . . . .	18
1.6.3.2	Accommodation des défauts . . . . .	18
1.6.4	Comparaison entre CTDA et CTDP . . . . .	18
1.7	Méthodes CTD . . . . .	19
1.7.1	Commande prédictive . . . . .	19
1.7.2	Commande fiable . . . . .	20
1.7.3	Modèle de référence . . . . .	21
1.7.4	Commande Adaptative . . . . .	23
1.7.4.1	Commande adaptative directe . . . . .	24
1.7.4.2	Commande adaptative indirecte . . . . .	24
1.7.5	CTD basée sur la méthode pseudo-inverse . . . . .	24
1.7.6	Placement de structure propre . . . . .	26
1.8	Conclusion . . . . .	27
<b>2</b>	<b>Modélisation de la MADE à L'état sain et défectueux</b>	<b>28</b>
2.1	Introduction . . . . .	29
2.2	Description de la MADE . . . . .	30
2.3	Modélisation de la MADE à l'Etat Sain . . . . .	31
2.3.1	Modélisation de la MADE dans le repère triphasé (a,b,c) . . . . .	31
2.3.1.1	Equations électriques . . . . .	31
2.3.1.2	Equations magnétiques . . . . .	32
2.3.1.3	Equation mécanique . . . . .	35
2.3.1.4	Couple électromagnétique . . . . .	35
2.3.2	Modélisation de la MADE dans le repère biphasé généralisé (d-q)	36
2.3.2.1	Equations des tensions . . . . .	38
2.3.2.2	Equations des flux . . . . .	40
2.3.2.3	Equation mécanique . . . . .	41
2.3.3	Représentation d'état de la MADE dans un repère lié au champ tournant . . . . .	42
2.3.3.1	Modèle des flux . . . . .	43
2.3.3.2	Modèle des courants . . . . .	43
2.4	Modélisation de l'Alimentation . . . . .	44
2.4.1	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux . . . . .	44
2.4.2	Stratégie de commande MLI sinus-triangle . . . . .	46
2.4.3	Représentation de L'ensemble MADE-Onduleur . . . . .	47

2.4.4	Résultats de simulation . . . . .	48
2.5	Modélisation de la MADE à l'Etat Défectueux . . . . .	50
2.5.1	Définition des défauts . . . . .	51
2.5.2	Modélisation du défaut de CBR dans une MADE . . . . .	51
2.5.2.1	Détection du défaut de CBR . . . . .	52
2.5.2.2	Equations d'état de la MADE en présence du défaut de CBR . . . . .	54
2.5.2.3	Résultats de simulation . . . . .	66
2.5.3	Modélisation des défauts statoriques et rotoriques dans une MADE . . . . .	69
2.5.3.1	Harmoniques liées aux défauts de roulements . . . . .	69
2.5.3.2	Harmoniques liées aux défauts statoriques . . . . .	70
2.5.3.3	Harmoniques liées aux défauts dexcentricités . . . . .	71
2.5.3.4	Equations d'état de la MADE en présence de défauts statoriques et rotoriques . . . . .	72
2.5.3.5	Résultats de simulation . . . . .	75
2.5.4	Modélisation d'un défaut de PO . . . . .	77
2.5.4.1	Création d'un défaut de PO dans une MADE . . . . .	79
2.5.4.2	Résultats de simulation . . . . .	80
2.6	Conclusion . . . . .	82
<b>3</b>	<b>Commande tolérante aux défauts passive de la MADE</b>	<b>84</b>
3.1	Introduction . . . . .	85
3.2	CTDP de la MADE en Présence d'un Défaut de PO . . . . .	85
3.2.1	CTDB de la MADE avec un défaut de PO . . . . .	86
3.2.2	Commande vectorielle de la MADE avec un défaut de PO . . . . .	90
3.2.3	Estimateur de flux . . . . .	92
3.2.4	Résultats de simulation . . . . .	93
3.2.4.1	Etat sain . . . . .	93
3.2.4.2	Etat défectueux . . . . .	95
3.3	CTDP de la MADE en Présence d'un Défaut de CBR . . . . .	98
3.3.1	CTDB de la MADE avec un défaut de CBR . . . . .	98
3.3.1.1	Principe de la CTDB . . . . .	98
3.3.1.2	Application de la CTDB sur une MADE avec un défaut de CBR . . . . .	99
3.3.2	Commande par mode glissant de la MADE avec un défaut de CBR . . . . .	108
3.3.2.1	Théorie du mode glissant . . . . .	108
3.3.2.2	Application de la CMG sur une MADE avec un défaut de CBR . . . . .	109
3.3.3	Résultats de simulation . . . . .	114
3.3.3.1	Etat sain . . . . .	114
3.3.3.2	Etat défectueux . . . . .	117
3.4	Conclusion . . . . .	119
<b>4</b>	<b>Commande Tolérante aux Défauts Active de la MADE</b>	<b>120</b>
4.1	Introduction . . . . .	121
4.2	CTD basée sur le Contrôleur Flou Type-2 Adaptatif . . . . .	121
4.2.1	Ensemble flou type-2 . . . . .	122
4.2.2	Système d'inférence flou type-2 . . . . .	123
4.2.3	Base de règle . . . . .	124

4.2.4	Inférence . . . . .	124
4.2.5	Réduction de type . . . . .	125
4.2.6	Algorithme du contrôleur flou type-2 adaptatif . . . . .	126
4.2.7	Conception d'un contrôleur flou type-2 adaptatif pour une MADE avec un défaut de CBR . . . . .	127
4.2.8	Résultats de simulation . . . . .	138
4.3	CTD basée sur les Réseaux de Neurons . . . . .	140
4.3.1	Conception d'une CTD basée sur les RNFBR pour une MADE avec un défaut de CBR . . . . .	142
4.3.2	Résultats de simulation . . . . .	152
4.4	Conclusion . . . . .	154
	<b>Conclusion générale</b>	<b>156</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>160</b>

# Table des figures

1.1	Répartition des différents défauts d'un processus [20]	8
1.2	Défaut additif	9
1.3	Défaut multiplicatif	9
1.4	Répartition temporelle des défauts	10
1.5	Organigramme de la CTD [26].	16
1.6	CTD passive [43].	17
1.7	CTD active [41].	18
1.8	Relation entre stratégies des CTDs, degré de sévérité du défaut et le coût [57].	19
1.9	Schéma de commande adaptative [26].	24
2.1	Les enroulements de la MADE.	30
2.2	Modèle de Park généralisé de la MADE.	37
2.3	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	45
2.4	L'ensemble (MADE + deux onduleurs de tension triphasés).	47
2.5	Performances de la MADE en boucle ouverte alimentée par deux onduleurs.	49
2.6	Répartition des défauts pour moteur à induction [83].	51
2.7	Cassure de barres rotoriques [87].	52
2.8	Installation de quatre réseaux de Bragg en fibres optiques entre les dents du stator, les capteurs sont séparés par un angle de $90^\circ$ [90].	53
2.9	Simulation d'une cassure de barre rotorique (CBR).	54
2.10	Evolution de la courbe des paramètres, au démarrage, en charge et en cas de rupture de barres rotoriques.	67
2.11	TFR du courant statorique.	68
2.12	Caractéristiques des roulements : (a) structure, (b) dimensions [84].	69
2.13	Enroulement d'un stator avec un défaut de court circuit entre spires (CCES).	70
2.14	Différents types du défaut d'excentricités [103].	71
2.15	Performances de la MADE en présence d'un défaut de CCES dans le premier stator et d'un défaut de roulement.	77
2.16	Perte d'un bras d'onduleur (une phase ouverte)	80
2.17	Performance de la MADE avec un défaut de PO au niveau du premier stator.	81
3.1	Performances de la CV et de la CTDB dans le cas d'un fonctionnement sain de la MADE.	94
3.2	Performances de la CV et de la CTDB dans le cas d'un défaut de PO dans la MADE.	97
3.3	Schéma de la CTDB.	108

3.4	Performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE à l'état sain. . . . .	115
3.5	Performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE avec un défaut de CBR. . . . .	118
4.1	Fonction d'appartenance gaussienne d'un ensemble flou type-2 [152]. . .	123
4.2	Structure d'un système d'inférence flou type-2 (SIFT2) [153]. . . . .	123
4.3	Schéma fonctionnel de la CTDFT2A pour une MADE avec un défaut de CBR. . . . .	138
4.4	Performance du pré-défaut ( $t < 3s$ ) et après défaut ( $t > 3s$ ) de la CMG proposée dans [127] et de la CTDFT2A pour une MADE avec un défaut de CBR. . . . .	139
4.5	La structure des réseaux de neurones à fonctions de base radiales (RNFBR). 144	
4.6	Performances avant-défaut ( $t < 3s$ ) et après-défaut ( $t > 3s$ ) de la CMG proposée dans [127] et de la CTDRNFBR pour une MADE avec défaut de CBR. . . . .	153

# Liste des tableaux

2.1	Paramètres de la MADE [72]. . . . .	48
3.1	Indicateurs de performance de la CV et de la CTDB pour une MADE à l'état sain. . . . .	95
3.2	Indicateurs de performance de la CV et de la CTDB pour une MADE avec un défaut de PO. . . . .	98
3.3	Indicateurs de performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE à l'état sain. . . . .	116
3.4	Indicateurs de performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE avec un défaut de CBR. . . . .	119
4.1	Indicateurs de performance pour les différentes stratégies de CTD proposées. . . . .	154

# Glossaire

- ASCM** Analyse de la Signature du Courant de la Machine. 29
- BDDD** Bloc de Détection et de Diagnostic des Défauts. 16
- BDID** Bloc de Détection et d’Isolement des Défauts. 17
- CB** Commande par Backstepping. 85
- CBR** Cassure de Barres Rotoriques. 2
- CCES** Court-Circuit Entre Spires. 51
- CFT1** Contrôleur Flou Type-1. 122
- CFT2** Contrôleur Flou Type-2. 121
- CMG** Commande par Mode Glissant. 2
- CP** Commande Prédictive. 19
- CTD** Commande Tolérante aux Défauts. 1
- CTDA** Commande Tolérante aux Défauts Active. 5
- CTDB** Commande Tolérante aux Défauts par Backstepping. 85
- CTDFT2A** Commande Tolérante aux Défauts Floue Type 2 Adaptative. 137
- CTDP** Commande Tolérante aux Défauts Passive. 5
- CTDRNFBR** Commande Tolérante aux Défauts par Réseaux de Neurones à Fonctions de Base Radiales. 152
- CV** Commande Vectorielle. 2
- ED** Excentricité Dynamique. 71
- EM** Excentricité Mixte. 71
- ES** Excentricité Statique. 71
- FBR** Fonctions de Base Radiales. 141
- MCP** Modèle de Contrôle Prédictif. 19
- MLI** Modulation de Largeur d’Impulsion. 29
- PI** Proportionnelle-Intégrale. 19
- PO** Phase Ouverte. 2
- RN** Réseaux de Neurones. 2
- RNFBR** Réseaux de Neurones à Fonctions de Base Radiales. 140
- SIFT2** Système d’Inférence Flou Type-2. 121
- TBGI** Transistors Bipolaires à Grille Isolée. 44
- TFD** Transformée de Fourier discrète. 52
- TFR** Transformée de Fourier rapide. 68

# Introduction générale

**D**E manière générale, un défaut est quelque chose qui modifie le comportement d'un système de sorte que celui-ci ne remplisse plus sa fonction. Il peut s'agir d'un événement interne dans le système qui interrompt l'alimentation ou rompt un lien d'information. Dans tous les cas, le défaut est la principale cause des modifications de la structure du système qui engendrent une dégradation de ses performances, voire la perte totale de la fonction du système. Afin d'éviter l'arrêt brusque de la production ou des dégâts humains ou matériels, il faut détecter les défauts rapidement et prendre des décisions qui empêchent la propagation de leurs effets [1].

Les contrôleurs classiques par rétroaction pour un système non linéaire peuvent entraîner des performances insatisfaisantes ou une instabilité, en cas de dysfonctionnement des actionneurs, des capteurs ou d'autres composants du système, il est donc impératif de concevoir des systèmes de contrôle capables de tolérer les défauts potentielles de ces systèmes afin d'améliorer la fiabilité et la disponibilité tout en offrant les performances souhaitées, ceci est particulièrement important pour la sécurité des systèmes critiques, tels que les avions, les centrales nucléaires, les usines chimiques et le traitement des matières dangereuses [2]. Il convient de noter que le système à tolérance de panne de grande performance comprend deux aspects : le diagnostic de défaut et la commande tolérante aux défauts(CTD) [3] .

Les moteurs à induction sont largement adoptés dans les industries pour une variété d'applications de contrôle de vitesse en raison de leur disponibilité, robustesse, compacité, moins d'exigences de maintenance, facilité de fabrication et rentabilité. Pour différentes applications de contrôle hautes performances, le contrôle par orientation du champ et le contrôle direct du couple sont les méthodes couramment utilisées [4].

Les machines multiphasées ont récemment attirées l'attention de la communauté des chercheurs en raison de leurs avantages potentiels pour les systèmes de traction et de production électriques [5-7]. Comparés aux machines triphasées classiques, les

machines multiphasées présentent une meilleure distribution de l'énergie par phase et une plus grande fiabilité globale du système, ce qui les rend attrayants lorsque des capacités de tolérance aux défauts élevée sont requises [8].

Les systèmes non-linéaires fournissent une description générale et naturelle d'applications pratiques telles que les processus industriels complexes, les systèmes de trafic et les systèmes d'alimentation. Le contrôle des systèmes non linéaires est un domaine intéressant [9], cependant les théories de contrôle linéaire existantes ne peuvent pas être appliquées directement aux systèmes non linéaires. Afin de résoudre le problème du contrôle non linéaire, plusieurs travaux ont été faits, parmi lesquels on cite : les réseaux de neurones [10], la logique floue [11] et la commande par backstepping adaptative [12, 13], qui sont tous des approches efficaces pour identifier des caractéristiques non linéaires inconnues.

Les différents points motivants notre recherche sont, principalement, les suivants :

1. Modélisation des défauts de la machine asynchrone double étoile (MADE) dans le repère d-q pour simplifier le développement de n'importe quelle loi de CTD, ces modèles défectueux de la machine doivent avoir le même comportement que les modèles réels défectueux c'est à dire qu'ils ont les mêmes effets sur les performances de la machine.
2. Développement d'une commande robuste plus performante que la commande vectorielle (CV) et la commande par mode glissant (CMG) afin de compenser des défauts sans avoir besoin de reconfiguration ni d'un observateur, ni d'un bloc d'isolation, spécialement dans le cas où le diagnostic du défaut est difficile à obtenir.
3. Utilisation des outils de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue type-2 adaptative et les réseaux de neurones (RN) afin d'améliorer la tolérance aux défauts en surmontant le problème d'estimation des défauts.

## Contributions

Le travail mené dans le cadre de cette thèse a donné lieu aux contributions suivantes :

1. Synthèse d'une loi de commande robuste par backstepping d'une MADE avec un défaut de phase ouverte (PO) et un défaut de cassure de barres rotoriques (CBR). Cette technique de commande a été validée par des tests de simulation et elle a prouvé son efficacité par rapport à la CV et à la CMG.

2. Développement d'un nouveau modèle défectueux de la MADE en présence de défaut de CBR, cette modélisation a été élaborée avec prise en considération des composantes homopolaires et a été validée par un diagnostic fréquentiel.
3. Développement de deux lois de commande actives tolérantes aux défauts basées sur la logique floue type-2 adaptative et les RN sur le nouveau modèle défectueux de la MADE.

### Organisation de la thèse

Cette thèse, composée de quatre chapitres, est organisée de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, une terminologie des différents termes techniques utilisés fréquemment dans notre axe de recherche sera donnée, ensuite on présentera des différents défauts, leurs causes, leurs effets ainsi que leurs modélisations, suivi par un état de l'art sur les différentes stratégies de la CTD, leurs algorithmes et leurs objectifs.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MADE à l'état sain et à l'état défectueux. Des simulations dans les deux cas de fonctionnement normale et dégradé seront présentées dans ce chapitre. Une analyse des résultats éclairera l'impacte des défauts sur les performances de la MADE et le matériel lié, ce qui renforce l'idée de développer des systèmes de commande tolérant aux défauts dans ce travail de recherche.

Le troisième chapitre présente l'approche passive de la CTD pour une MADE avec un défaut de PO et un défaut de CBR. On appliquera la commande robuste par backstepping basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. La stabilité du système est prouvée selon la théorie de Lyapunov. Une étude comparative via des résultats de simulation avec la CV et la CMG est faite pour prouver l'efficacité et la robustesse de la CTD passive proposée vis à vis du défaut de PO et du défaut de CBR.

Le dernier chapitre présentera l'approche active de la CTD. Nous développerons deux lois de commandes adaptatives, l'une est basée sur la logique floue type-2 et l'autre est basée sur les réseaux de neurones, dans les deux méthodes de contrôle, les termes défectueux seront estimés par des lois adaptatives afin d'assurer leur compensation. Cette thèse sera finalisée par une **conclusion générale** sur les différentes stratégies de CTD proposées pour la MADE et récapitulera les résultats de simulation enregistrés ainsi que les perspectives des travaux futures.

# Chapitre 1

## Etat de L'art sur la CTD

### Contents

---

1.1	Introduction . . . . .	5
1.2	Terminologie et Définitions Adoptées . . . . .	5
1.3	Les Différents Types de Défauts . . . . .	7
1.4	Classification des Défauts . . . . .	9
1.5	Modélisation des Défauts . . . . .	11
1.6	Commande Tolérante aux Défauts . . . . .	15
1.7	Méthodes CTD . . . . .	19
1.8	Conclusion . . . . .	27

---

## 1.1 Introduction

**L**ES stratégies de contrôle automatique modernes consistent à accroître la fiabilité et la sécurité de fonctionnement des systèmes [14], la CTD a été développée au cours des dernières décennies pour atteindre cet objectif [15, 16]. La CTD pour un moteur d'entraînement est cruciale dans beaucoup de domaines d'application, tels que l'aérospatiale, le transport et l'armée. Le fonctionnement sans interruption même dans des conditions de défaut peut améliorer considérablement la fiabilité et la sécurité de l'ensemble du système [2]. La CTD est classée en deux classes : commande tolérante aux défauts active (CTDA) et la commande tolérante aux défauts passive (CTDP). Avec la CTDA, le contrôleur est adapté en fonction des informations fournies par un observateur de défauts [17, 18]. Cette approche nécessite une conception supplémentaire qui pourrait accroître la complexité, le retard et la charge du calcul [14]. Dans la CTDP, un contrôleur robuste est conçu pour compenser les effets des défauts, ce qui est considéré comme une incertitude supplémentaire dans le système [19]. Comme la CTDP n'attend pas le retour d'informations sur les défauts à partir d'un observateur, elle est plus rapide que la CTDA mais reste limitée parce que la conception de la CTDP exige une connaissance préalable de la délimitation du défaut et que ce dernier doit être borné [14]. Ce chapitre est une introduction à la CTD, en premier lieu on a donné des définitions aux termes fréquemment utilisés dans les systèmes de tolérance aux défauts qui sont agréés par beaucoup de chercheurs dans ce domaine, ensuite on a présenté des différents défauts ainsi que leur classification et modélisation, après cela on a expliqué le fonctionnement des différentes stratégies utilisées dans la conception des CTD, accompagné par un état d'art sur chaque application.

## 1.2 Terminologie et Définitions Adoptées

Nous présentons dans cette thèse, des définitions aux termes techniques utilisés fréquemment dans l'étude des systèmes de contrôle tolérants aux défauts, en se basant sur plusieurs références bibliographiques.

### 1.2.1 Défaut

Un défaut est l'écart non autorisé qui peut être entre la valeur nominale et la valeur réelle d'une réponse d'un système [20].

### 1.2.2 Dégradation

Une dégradation est une diminution de performances d'une des fonctionnalités d'un système [21].

### 1.2.3 Défaillance

La défaillance est une anomalie dans les fonctionnalités du système, c'est l'incapacité du système à garantir des performances prédéfinies suite à une interruption permanente d'un équipement à accomplir une fonction requise après l'occurrence d'un défaut [22]. Selon son degré de gravité, la défaillance peut être critique, significative ou absorbable [21].

### 1.2.4 Panne

La panne est un état de dysfonctionnement matériel ou logiciel d'un système ou d'une partie du système, généralement, elle est due à une défaillance. Le dispositif touché est incapable d'assurer la fonction requise, une panne peut être permanente ou intermittente [20].

### 1.2.5 Dysfonctionnement

Le dysfonctionnement signifie que soit le système reste sans réponse soit il y a une exécution incomplète d'une tâche spécifique [23].

### 1.2.6 Tolérance aux défauts

La tolérance aux défauts est une capacité d'un système contrôlé à garder les objectifs de la commande, malgré l'apparition d'un défaut. Une dégradation des performances peut être acceptée. La tolérance aux défauts peut être obtenue via l'élimination du défaut et/ou par reconfiguration du contrôleur [24].

### 1.2.7 Perturbations

Les perturbations sont des signaux d'entrées indésirables et non contrôlables mais restent tolérables [23].

### 1.2.8 Résidus

Le résidu est un indicateur pour signaler la présence d'un défaut, c'est l'écart entre les performances observées du système et les performances souhaitables qui sont fournies par un modèle de référence [20].

### 1.2.9 Détection de défauts

La détection de défaut c'est de confirmer la présence ou non d'un défaut ainsi que l'instant de son apparition dans le système [23].

### 1.2.10 Diagnostic

Le diagnostic du défaut est une opération qui suit la détection du défaut, elle nous fourni des informations sur le type, l'amplitude, l'enceinte et l'instant d'apparition du défaut, le processus de diagnostic du défaut est achevé en trois étapes : la détection, l'isolation et l'identification.

### 1.2.11 Identification de défauts

Identifier un défaut c'est déterminer son amplitude et son évolution temporelle [23].

### 1.2.12 Mode de fonctionnement

Les trois modes de fonctionnement d'un système sont déterminés par [21] :

#### 1.2.12.1 Mode sain

Dans ce mode de fonctionnement, le système achève toutes les objectifs selon le cahier de charge exigé par l'exploitant.

#### 1.2.12.2 Mode dégradé

Le système achève partiellement les objectifs requis avec une dégradation de performances mais sans défaillances.

#### 1.2.12.3 Mode défaillant

Dans ce mode, le fonctionnement du système est mauvais à causes des effets des défaillances.

## 1.3 Les Différents Types de Défauts

Comme le montre la figure 1.1, il existe trois types de défauts : défaut actionneur, défaut capteur et défaut système (ou défaut composant).

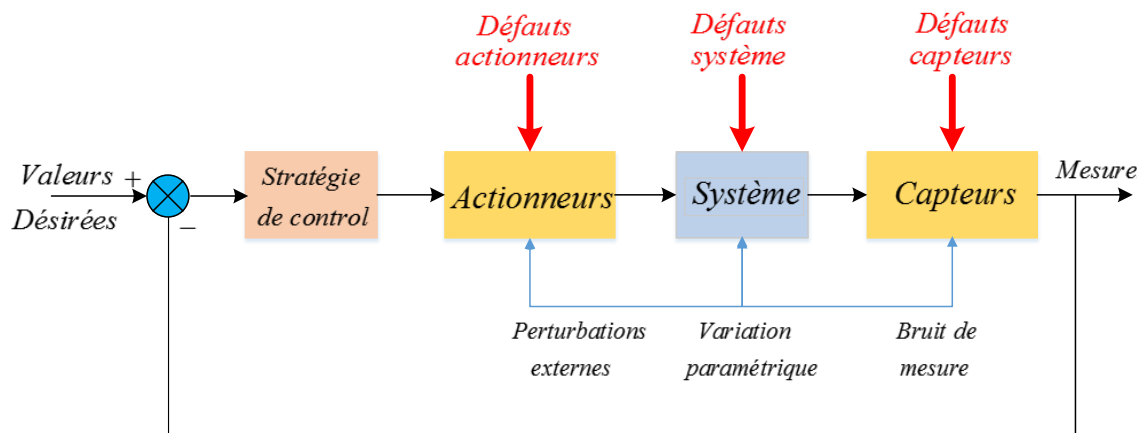


FIGURE 1.1 – Répartition des différents défauts d'un processus [20]

### 1.3.1 Défauts actionnaires

On appelle un défaut actionneur, toute défaillance partielle ou totale d'un actionnaire qui peut endommager le signal d'entrée de la partie opérative, Dans le cas d'une perte totale d'un actionnaire, le système devient incontrôlable à travers cet actionnaire qui est coincé sur une seule position, comme par exemple une coupure du câble électrique [25]. La perte partielle d'un actionnaire engendre une dégradation dans la contrôlabilité du système comme dans les cas suivants [26] :

- Fuite hydraulique ou pneumatique dans un vérin.
- Chute de la tension d'alimentation ou perte de puissance dans une machine.

L'augmentation du nombre d'actionnaires afin d'augmenter la tolérance aux pannes est une alternative inefficace en raison de leur taille importante et leur coût élevé.

### 1.3.2 Défauts capteurs

Les capteurs interprètent une quantité physique en une quantité pouvant être traitée par les processeurs de calcul. Les capteurs sont des interfaces qui informent l'environnement extérieur de l'état interne du système [20]. Un défaut capteur est à l'origine d'une mesure erronée de la grandeur physique, il peut être lui aussi partiel ou total [27]. L'occurrence d'un défaut de capteur dans un système de commande diminue considérablement ces performances, les défauts capteur Les plus communs sont : les perturbations (bruits) de mesure, la dérive, le biais, la sortie inefficace du capteur et la perte complète d'un capteur [28]. L'augmentation du nombre de capteur pour améliorer la tolérance aux pannes est une nécessité dans les domaines de l'industrie qui exigent des conditions de sécurité élevées tel que l'aéronautique et les réacteurs nucléaires [29].

### 1.3.3 Défaits dans le système (Défaits composants)

Les défauts qui ne sont ni des défauts capteurs ni des défauts actionnaires, sont inclus dans cette catégorie, ils provoquent des perturbations dans la dynamique du système suite à des variations paramétriques, généralement, un défaut composant est causé par l'endommagement d'un composant interne qui rend le système incapable d'exécuter une tâche spécifique et par conséquent il provoque une instabilité de système [25].

## 1.4 Classification des Défaits

### 1.4.1 Classification selon leur représentation

Comme indiqué à la figure 1.2 et à la figure 1.3, les défauts peuvent être catégorisés en défauts additifs et défauts multiplicatifs selon leurs impacts sur les performances du système.

#### 1.4.1.1 Défaut additif

Comme montré sur la figure 1.2, le défaut additif est un parasite qui s'ajoute à un signal du système. Les défauts capteurs et actionnaires appartiennent à cette catégorie.

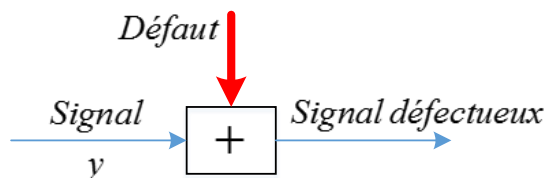


FIGURE 1.2 – Défaut additif

#### 1.4.1.2 Défaut multiplicatif

La figure 1.3 montre un défaut multiplicatif, ce type de défaut affecte la corrélation du signal de sortie du système. Les défauts composants sont des défauts multiplicatifs [20].

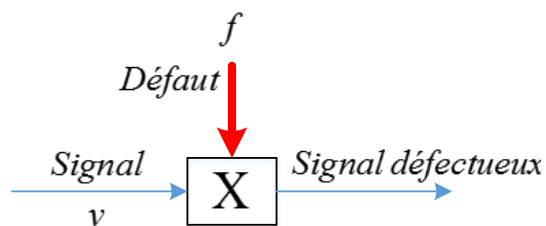


FIGURE 1.3 – Défaut multiplicatif

La modélisation des défauts additifs qui sont représentés par des signaux externes est plus facile que celle des défauts multiplicatifs qui sont représentés par des changements dans les matrices du système [30], dans ce sens, plusieurs travaux ont adopté l'idée de mettre les défauts multiplicatifs sous forme additive [25, 31].

### 1.4.2 Classification selon leur évolution dans le temps

Comme le montre la figure 1.4, les défauts sont également classés selon leurs comportements temporels [20] :

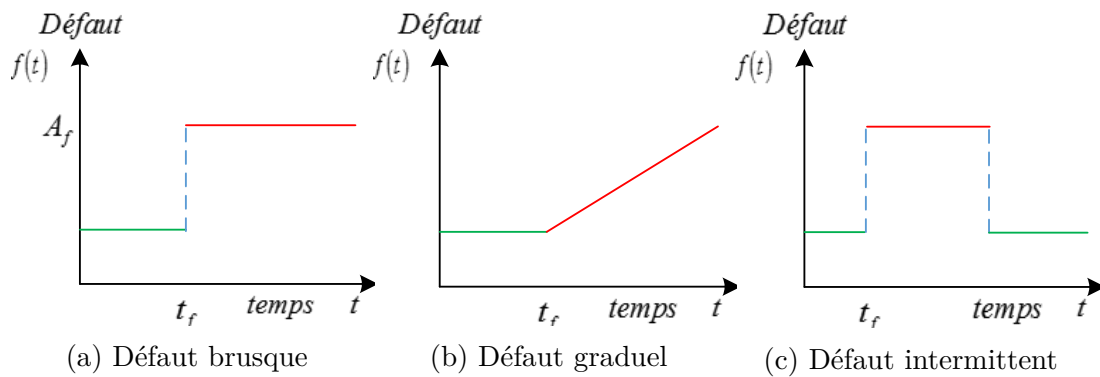


FIGURE 1.4 – Répartition temporelle des défauts

#### 1.4.2.1 Défaut brusque

Le défaut brusque se produit instantanément, cette évolution temporelle discontinue provoque une panne brutale du composant défectueux et par conséquent déstabilise le système, ce type de défaut est très grave, il nécessite une réaction immédiate de la part d'un schéma d'une CTD [20]. Il peut être présenté mathématiquement par l'équation suivante :

$$f(t) = \begin{cases} A_f & t > t_f \\ 0 & t < t_f \end{cases} \quad (1.1)$$

#### 1.4.2.2 Défaut graduel

Ce type de défaut est progressif, il est lié généralement à une intermittente des capteurs, faux contact ou vieillissement, c'est-à-dire à un dysfonctionnement temporaire, c'est un cas particulier du défaut brusque, il est moins grave que ce dernier mais il est plus difficile à détecté en raison de sa dynamique lente [20]. Son évolution temporelle

est une rampe exprimé par :

$$f(t) = \begin{cases} A_f + A_0 & t > t_f \\ 0 & t < t_f \end{cases} \quad (1.2)$$

### 1.4.2.3 Défaut Intermittent

C'est un défaut qui apparaisse et disparaisse brusquement à plusieurs fois, par exemple à cause d'une usure d'un composant ou d'un encrassement [20].

## 1.5 Modélisation des Défauts

### 1.5.1 Modélisation des défauts actionnaires

Considérons le système linéaire incertain suivant avec des perturbations [32] :

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + Bu(t) + B_1(t) \quad (1.3)$$

Où :

$x(t) \in \mathbb{R}^n$ ,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  et  $d(t) \in \mathbb{R}^q$  sont le vecteurs d'état, l'entrée de la commande et la perturbation externe, respectivement.  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$  et  $B_1 \in \mathbb{R}^{n \times q}$  sont deux matrices connues.  $\Delta A$  dénote l'incertitude des paramètres du système, qui varie dans le temps, et  $B_1$  la matrice des perturbations externes,  $\Delta A$  satisfait la condition suivante [32] :

$$\Delta A = BE(t), B_1 = BF_1(t) \quad (1.4)$$

Où :

$F_1(t) \in \mathbb{R}^{m \times q}$  est une matrice connue,  $E(t)$  est une matrice inconnue qui satisfait :  $\|E(t)\| \leq \varepsilon^*$ ,  $\varepsilon^*$  est une constante positive inconnue. Pour concevoir une CTD, le modèle du défaut doit être établi. Ici, nous considérons les défauts de l'actionneur incluant simultanément : panne, perte d'efficacité et blocage.  $u_{ij}^F(t)$  représente le signal de sortie du  $i^{\text{ème}}$  actionneur défaillant en  $j^{\text{ème}}$  mode défectueux,  $u_i(t)$  représente le signal d'entrée du  $i^{\text{ème}}$  actionneur. Ainsi, nous pouvons obtenir le modèle du défaut actionneur qui est présenté dans [33] :

$$u_{ij}^F = \rho_i^j u_i + \varphi_i^j u_{si} \quad (1.5)$$

Avec :

$\rho_i^j \varphi_i^j = 0$ ,  $i = \overline{1, m}$ ,  $i = \overline{1, l}$ ,  $\rho_i^j \in [0, 1]$  est un variable inconnu qui représente le facteur d'efficacité de l'actionneur,  $\varphi_i^j$  est une constante inconnue,  $j$  indique le  $j^{\text{ème}}$  mode défectueux et  $l$  est le nombre total de modes défectueux.  $\underline{\rho}_i^j$  et  $\bar{\rho}_i^j$  représentent les limites minimale et maximale de  $\rho_i^j$ , respectivement. Ils vérifient l'inégalité suivante [32] :

$$0 \leq \underline{\rho}_i^j \leq \rho_i^j \leq \bar{\rho}_i^j \leq 1$$

$u_{si}$  est la variable non paramétrable bornée du défaut de blocage du  $i^{\text{ème}}$  actionnaire.  $\varphi_i^j$  est une constante qui satisfait :

$$\varphi_i^j = \begin{cases} 0 & 0 \leq \rho_i^j \leq 1 \\ 0 \text{ ou } 1 & \rho_i^j = 0 \end{cases} \quad (1.6)$$

L'équation 1.6 implique les quatre cas suivants [32] :

1.  $\rho_i^j \neq 0$  et  $\varphi_i^j = 0$ ,  $u_{ij}^F = \rho_i^j u_i$  : cela signifie une perte d'efficacité de l'actionnaire.
2.  $\rho_i^j = 0$  et  $\varphi_i^j \neq 0$ ,  $u_{ij}^F = \varphi_i^j u_{si}$  : ce cas indique que  $u_{ij}^F$  ne peut plus être influencé par les entrées de commande  $u_i$ , cela signifie que  $u_i$  est bloquée à une fonction non paramétrable bornée et variable dans le temps  $u_{si}$  [34].
3.  $\rho_i^j = 0$  et  $\varphi_i^j = 0$ ,  $u_{ij}^F = 0$  : ce cas correspond à une panne [35].
4.  $\rho_i^j = 1$  et  $\varphi_i^j = 0$ ,  $u_{ij}^F = u_i$  : ce cas correspond à un fonctionnement sain [33].

Pour plus de commodité, pour tous les modes possibles  $l$ , le modèle uniforme de la défaillance de l'actionneur peut être établi comme suit :

$$u_j^F = \rho^j u + \varphi^j u_s \quad (1.7)$$

Où :

$$u_j^F = [u_{1j}^F \cdots u_{mj}^F]^T, \rho^j = \text{diag}(\rho_1^j \cdots \rho_m^j), \rho^j \in [\underline{\rho}_1^j, \bar{\rho}_1^j], \varphi^j = \text{diag}(\varphi_1^j \cdots \varphi_m^j), \\ i = \overline{1, 2, \dots, m}, j = \overline{1, 2, \dots, l} \text{ et } u_s = [u_{s1} \cdots u_{sm}]^T$$

Donc, à partir de (1.7), la dynamique du système (1.3) avec des défauts d'actionneurs est décrite par :

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + B\rho u + B\varphi u_s + B_1 d \quad (1.8)$$

## 1.5.2 Modélisation des défauts capteurs

Les défauts capteurs sont dus à diverses raisons telles que l'inefficacité dans la fabrication, l'usure liée à une utilisation à long terme, un mauvais étalonnage ou une mauvaise manipulation. Cela entraîne souvent des déviations physiques par rapport aux spécifications de la conception dans le corps du capteur, ce qui entraîne des sorties inattendues. À partir du point de vue d'un système de CTD, il est généralement suffisant d'identifier le comportement erroné d'un capteur de sorte qu'aucun retour non intentionnel n'est envoyé au contrôleur [36]. On peut établir cinq catégories comportementales de base pour les défauts de capteur [36] :

### 1.5.2.1 Offset

Décalage constant par rapport au signal nominal du capteur. Une autre façon de décrire l'offset : c'est la sortie du capteur à entrée zéro. Un offset peut être dû à un mauvais calibrage ou à des changements physiques dans le système du capteur. On peut modéliser le défaut d'offset par cette équation [36] :

$$Y_f = X + \beta + \text{noise} \quad (1.9)$$

Où :

$\beta$  est la constante du décalage.  $\text{noise}$  est une série temporelle aléatoire. Pour la simplicité analytique, on suppose généralement que le bruit est nul, sauf si certaines informations sont disponibles autrement.

### 1.5.2.2 Dérive

Un décalage variable dans le temps par rapport aux statistiques nominales du signal du capteur. Généralement, seules les dérives linéaires ont été modélisées dans la littérature. Cependant, un défaut de dérive non linéaire peut être représenté par l'équation suivante [36] :

$$Y_f = X + \delta(t) + \text{noise} \quad (1.10)$$

Où :

$\delta(t)$  est le facteur de décalage variable dans le temps.

### 1.5.2.3 Mise à l'échelle (ou défaut de gain)

Les magnitudes sont mises à l'échelle par un facteur  $\alpha(t)$ , où la forme d'onde elle-même ne change pas, La mise à l'échelle peut être représentée par [36] :

$$Y_f = \alpha(t) \cdot X + \text{noise} \quad (1.11)$$

Où :

$0 < \alpha(t) < \infty$  est une constante de mise à l'échelle qui peut varier dans le temps.

### 1.5.2.4 Défauts sévères

La sortie du capteur est bloquée à un niveau particulier exprimé par [36] :

$$Y_f = C + \text{noise} \quad (1.12)$$

Où :

$C$  est une constante. En général, il existe deux sous-catégories pour les défauts sévères [36] :

- **Perte de signal** : représente la perte complète des données du capteur lorsque la sortie du capteur est égale à zéro,  $C = 0$ .
- **Capteur bloqué** : représente la situation où la sortie du capteur est bloquée à une valeur constante.

### 1.5.2.5 Défauts intermittents

Des écarts par rapport aux lectures normales apparaissent et disparaissent plusieurs fois du signal du capteur. La fréquence de ces signatures est généralement aléatoire. Les intermittents peuvent apparaître dans l'un des modes de défaillance décrits ci-dessus. En raison de leur nature aléatoire, ils sont les plus difficiles à suivre, identifier et rendre compte pour les algorithmes de diagnostic [36].

### 1.5.3 Modélisation des défauts composants

En général, l'équation d'état d'un système non linéaire, peut être décrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + f(x) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (1.13)$$

Où :

$u(t) \in \mathbb{R}^m$ ,  $y \in \mathbb{R}^p$  et  $x(t) \in \mathbb{R}^n$  sont les entrées, les sorties et les variables d'état du système, respectivement.  $f(x) \in \mathbb{R}^l$  dénote la non-linéarité.  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$  et  $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$  sont des matrices continues qui représentent la matrice de paramètres du système, matrice d'entrée et matrice de sortie, respectivement. Si les composants du système sont défaillants, le modèle non linéaire peut être donné comme suit [37] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + f(x) + (B + \Delta B)u(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (1.14)$$

Equation 1.14, peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + f(x) + Bu(t) + Gf_c \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (1.15)$$

Où :

$Gf_c = \Delta Ax(t) + f(x) + \Delta Bu(t)$ ,  $\Delta A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $\Delta B \in \mathbb{R}^{n \times m}$  sont le changement dans la matrice des paramètres du système et la matrice d'entrée, respectivement.  $f_c$  exprime la fonction de défaut du composant du système et  $G \in \mathbb{R}^{n \times r}$ .

## 1.6 Commande Tolérante aux Défauts

Dans la plupart des systèmes d'ingénierie pratiques, les défauts capteurs, actionneurs et composants sont des événements inévitables qui pourraient se produire à n'importe quel moment. Une fois que les défauts apparaissent, le système de contrôle peut se retrouver avec une dégradation de performance et même une instabilité. Donc, il est très important d'étudier la CTD et ses problèmes liés [38]. Depuis son introduction en 1971, Le but de la CTD a été de renforcer la sécurité des technologies industrielles mo-

dernes en préservant la stabilité du système et en assurant une performance de contrôle acceptable en cas de défaillance [39], avec la CTD, l'impact des défauts sera éliminé sans arrêter le processus de production.

### 1.6.1 Classification des techniques de commande tolérante aux défauts

La CTD a été classifiée dans les références [40-42] en deux approches : CTDP et CTDA, ce rangement a été fait selon la structure du design, la méthode mathématique utilisée, le rendement de la commande employée et la sévérité du défaut [43]. Comme indiqué sur la figure 1.5, l'approche active est la reconfiguration du système ou l'accommodation des défauts et l'approche passive est basée sur la commande robuste.

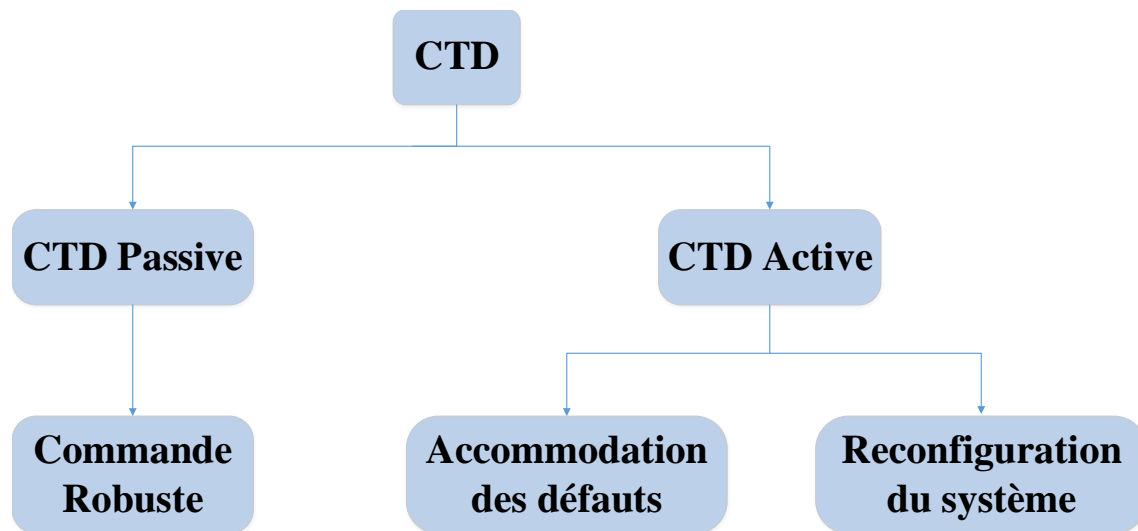


FIGURE 1.5 – Organigramme de la CTD [26].

### 1.6.2 Approche passive

La CTDP utilise des techniques de contrôles robustes afin de garantir l'insensibilité du système vis-à-vis des défauts en boucle fermée et de maintenir la stabilité du système avec une acceptable dégradation de ces performances lorsque le défaut apparaisse, le système continue de fonctionner avec la même structure du contrôleur, généralement, cette stratégie de commande est utilisée dans le cas où le diagnostic du défaut est difficile à obtenir, par conséquent, la CTDP n'a pas besoin d'un bloc de détection et de diagnostic des défauts (BDDD) ni d'une reconfiguration du contrôleur [44, 45], par contre la délimitation du défaut doit être connue au préalable. Les systèmes de CTDP sont conçus en prenant en compte un ensemble de modes de défaillance présumés, Les performances du système de contrôle qui en résultent ont tendance à être conservatrices,

ils ont également la limitation de traiter avec les défauts imprévus [41]. La conception du contrôleur passif nous oblige à conserver le contrôleur conçu et la performance sous-optimale du système en boucle fermée, De plus, la stabilité du système ne peut pas être garantie quand une faute imprévisible se produit [46]. Le schéma de principe d'une CTDP est présenté à la figure 1.6.

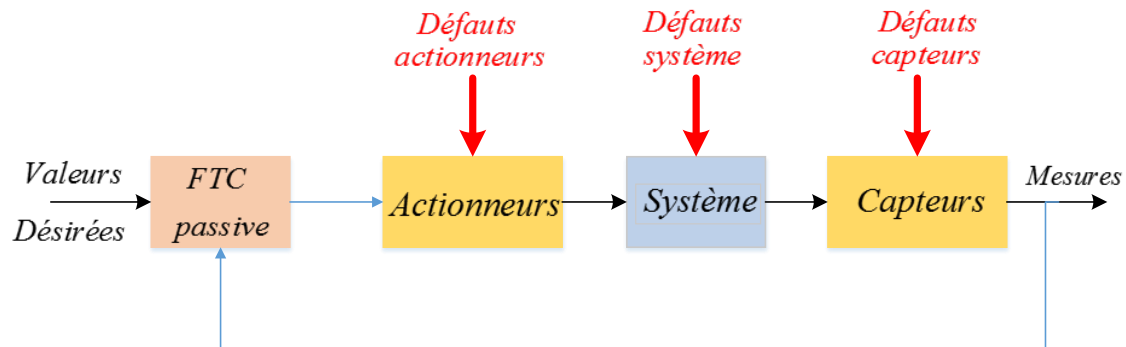


FIGURE 1.6 – CTD passive [43].

### 1.6.3 Approche active

La CTDA est devenu un sujet très intéressant dans le domaine du contrôle tolérant aux défauts mais la CTDP a toujours le rôle principal [46]. La CTDA est basée sur la compensation directe (online) du défaut afin de préserver la stabilité et les performances globales du système, elle exige des informations en temps réel sur les défauts, donc, cette technique de commande nécessite une reconfiguration selon les informations fournies par un BDDD [44, 45]. Contrairement à la CTDP, l'approche de contrôle actif offre de la flexibilité pour sélectionner ou synthétiser différents contrôleurs de manière à obtenir de meilleures performances [47]. Pour obtenir les informations du défaut, certaines approches ont été proposées, qui incluent la solution adaptative dans [34, 48] et la détection et l'isolement des défauts dans [49-51]. Le bloc de détection et d'isolement des défauts (BDID) est constitué d'un observateur qui fournit un signal résiduel pour la détection des défauts, et un schéma pour isoler ces défauts [47]. Comme le montre la figure 1.7, l'architecture de base d'une CTDA comprend trois sous-systèmes : un BDDD ou un BDID, un contrôleur reconfigurable et un mécanisme de reconfiguration, ces deux derniers composants permettent de récupérer autant que possible les performances du système de commande qui existaient avant l'apparition du défaut [41].

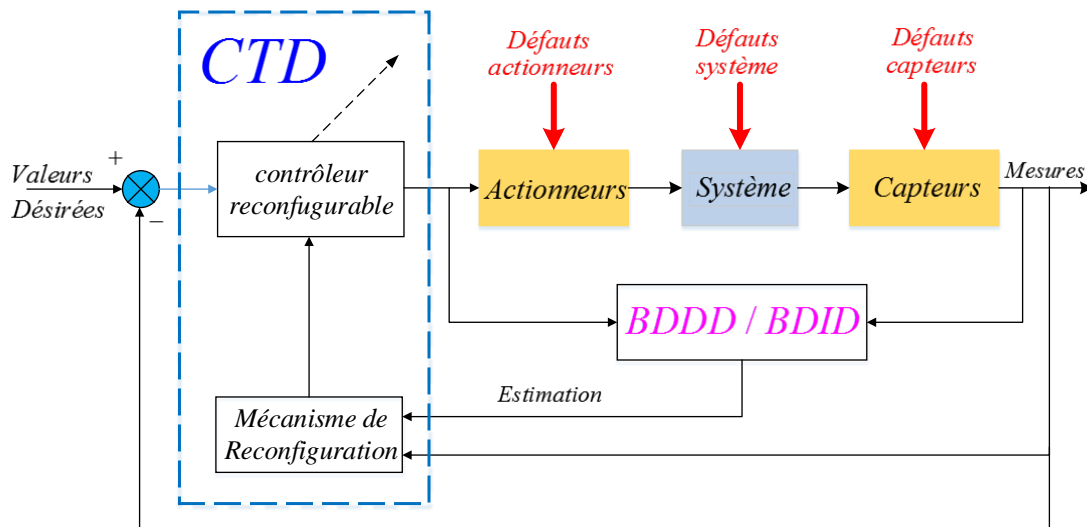


FIGURE 1.7 – CTD active [41].

### 1.6.3.1 Reconfiguration du système

La reconfiguration est basée sur deux stratégies : la première consiste à la reconfiguration hardware du système en adaptant la structure interne du système, la deuxième consiste à trouver une nouvelle loi de commande développée hors ligne capable d'atteindre les performances désirées du système [52]. La reconfiguration du système de commande est basée seulement sur un BDID, par conséquent, elle n'exige pas une identification du défaut (type et forme du défaut) [43].

### 1.6.3.2 Accommodation des défauts

L'accommodation des défauts consiste à calculer en ligne la loi de commande qui permette d'atteindre l'objectif du système [52], parmi les techniques d'accommodation, on cite : la commande re-séquentée [53], la commande pseudo-inverse modifiée [54] et le placement des valeurs propres [55]. L'accommodation des défauts nécessite une connaissance précise de l'amplitude du défaut et de ses caractéristiques qui est assurée par un BDDD [43].

### 1.6.4 Comparaison entre CTDA et CTDP

Les principaux avantages potentiels de la CTDA par rapport à la CTDP sont donnés par [41, 56] :

1. La possibilité de traiter des défauts inconnus grâce à la détection et au diagnostic explicites des défauts et aussi à la reconfiguration du contrôleur.

2. La possibilité d'atteindre la performance optimale.
3. La capacité de traiter un nombre croissant de défauts.
4. La capacité de traiter une large classe de défauts.

Selon la figure 1.8, le seul inconvénient de la CTDA, c'est que pour atteindre ces fonctionnalités intéressantes, le système global devient plus compliqué et coûteux.

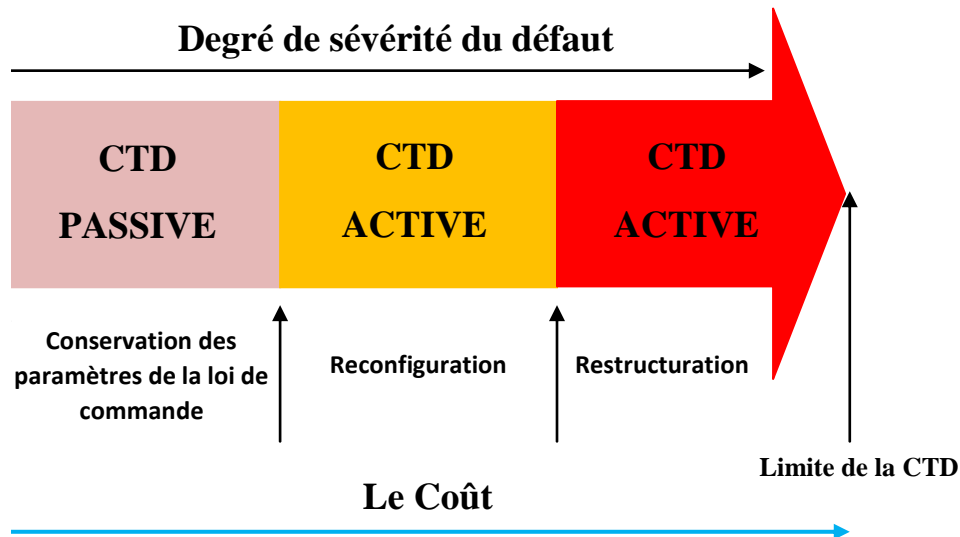


FIGURE 1.8 – Relation entre stratégies des CTDs, degré de sévérité du défaut et le coût [57].

## 1.7 Méthodes CTD

### 1.7.1 Commande prédictive

Le modèle de contrôle prédictif (MCP), proposé dans les années 1970, a été développé sur une base de modèle en tant qu'algorithme alternatif à la commande PI (Proportionnelle-Intégrale) [58]. La commande prédictive (CP) est une méthode de contrôle avancée qui a été le sujet de nombreux types de recherche et a été appliquée dans beaucoup de systèmes industriels au cours des trois dernières décennies. Cela est dû au fait que la CP peut être appliquée aux systèmes non linéaires et multi variables ainsi qu'aux systèmes avec des contraintes d'entrée et de sortie. Dans la CP, à chaque instant d'échantillonnage, un problème d'optimisation est résolu pour calculer les futures entrées du système en fonction des futures erreurs de suivi. Le principal inconvénient de la CP est la charge de calcul élevée de l'algorithme pour les systèmes à dynamique rapide [59]. La CP a été une candidate appropriée pour la stratégie de contrôle autonome d'un véhicule, en raison de sa capacité à incorporer les contraintes

du système et ses non-linéarités de manière systématique [60]. [61] propose le contrôle prédictif de modèle distribué qui contrôle chaque sous-système par un MCP local séparé, cette approche est devenu l'une des méthodes distribuées les plus populaires et les plus typiques, car elle hérite uniquement la capacité de la CP à accepter explicitement les contraintes, mais possède également les avantages de tolérance aux défauts, de calcul réduit et de souplesse.

### 1.7.2 Commande fiable

L'objectif de la commande fiable c'est de tolérer les défauts actionneurs ou capteurs pour une installation multi-entrées-multi-sorties en conservant un comportement satisfaisant en boucle fermée. Il existe deux méthodologies de conception d'un contrôleur fiable : centralisé et décentralisée. La commande fiable centralisée tolère les défauts actionneurs ou capteurs dans un ensemble prédéfini d'actionneurs ou de capteurs sensibles. La commande fiable décentralisée tolère tous les défauts actionneurs ou capteurs dans un ensemble prédéfini de canaux de commande [62]. Les contrôleurs fiables ont reçu une grande attention dans la littérature [63]. [62] a présenté une méthodologie pour la conception des systèmes de contrôle linéaire fiables qui garantit la stabilité en boucle fermée et une performance  $H_\infty$  non seulement lorsque tous les composants de commande sont opérationnels, mais également dans le cas de défauts admissibles. La classe de systèmes de contrôle fiables est connue comme systèmes de contrôle ayant une insensibilité contre les défaillances d'actionneurs et de capteurs ou comme systèmes de contrôle tolérant aux défauts. Face aux exigences croissantes en matière de fiabilité des systèmes, des stratégies de contrôle fiables suscitent de nombreuses améliorations, Cependant, [64] propose une conception fiable des systèmes linéaires avec un modèle plus général et pratique de défaillances de capteurs et d'actionneurs par rapport au modèle de pannes standard, les défauts capteurs et actionneurs sont modélisées par un facteur d'échelle avec les limites supérieure et inférieure et une perturbation. Le système de contrôle qui en résulte est fiable et fourni une stabilité asymptotique et une performance  $H_\infty$  lorsque tous les composants de commande sont opérationnels ainsi que lorsque des capteurs ou des actionneurs connaissent des défaillances. [65] a étudié le problème de la conception du contrôleur fiable  $H_\infty$  pour les systèmes à temps discret avec contraintes de pôles circulaires en cas de défaillance de l'actionneur, les auteurs ont proposé une nouvelle formulation de l'inégalité matricielle linéaire afin d'éviter le conservatisme

supplémentaire et cela en adoptons un modèle plus pratique de défaillances d'actionneur. [66] a proposé une solution pour résoudre le problème du contrôle robuste et fiable  $H_\infty$  par retour de sortie statique dépendant du délai des systèmes dynamiques temporisés incertains à temps discret par morceaux avec retard temporel et défaillance de l'actionneur dans une configuration de système unique. Les auteurs dans [67] ont proposés une solution au problème du contrôleur de retour de sortie statique  $H_\infty$  pour les systèmes linéaires à temps continu avec défaillances de capteurs stochastiques, les paramètres du défaut sautent stochastiquement et leurs limites sont inconnu. Une variable multi-markovienne est introduite pour indiquer les facteurs d'échelle des défauts pour chaque capteur. Une méthode de contrôle adaptative fiable  $H_\infty$  est proposée, où les paramètres du contrôleur sont mis à jour automatiquement pour compenser les effets de défaillance sur les systèmes. Une nouvelle fonction de Lyapunov absolue cubique est proposée pour concevoir des lois adaptatives utilisant uniquement la sortie mesurée avec des défaillances de capteur, la convergence des paramètres adaptatifs de saut est assurée par une approche d'initialisation de trajectoire. La conception résultante peut garantir la stabilité asymptotique avec une performance du  $H_\infty$  adaptative des systèmes en boucle fermée indépendamment des défaillances des capteurs. Par rapport aux résultats existants, les défaillances considérées de chaque capteur sont conformes à un processus de Markov indépendant et les limites des paramètres du défaut sont inconnues. Les conditions suffisantes pour l'existence du contrôleur  $H_\infty$  adaptatif fiable sont données en termes de solutions à un ensemble d'inégalités matricielles linéaires. Les résultats de simulation sur un hélicoptère « Raptor-90 » montre que les conceptions résultantes peuvent garantir la stabilité asymptotique et des performances  $H_\infty$  adaptatif des systèmes en boucle fermée même en cas de défaillance du capteur.

### 1.7.3 Modèle de référence

Soit le système linéaire représenté par les équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1.16)$$

Le modèle de référence donnant la dynamique désirée est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_r(t) = A_r x_r(t) + B_r u_r(t) \\ y_r(t) = C x_r(t) \end{cases} \quad (1.17)$$

Où :

$A_r$ ,  $B_r$  et  $u_r(t)$  sont choisis selon le modèle dynamique désiré du système de référence. L'objectif de la loi de commande est de déterminer  $u(t)$  de telle façon que le système (1.16) suit le modèle de référence (1.17), c'est-à-dire que l'état du système  $x(t)$  soit conforme avec l'état du modèle de référence  $x_r(t)$  ou la sortie  $y(t)$  corresponde avec la sortie du modèle de référence  $y_r(t)$  [30]. Ce type de commande a été proposé sous différentes structures, on distingue deux méthodes :

- **Première méthode**

Cette méthode a été proposée par [68], son but est de garantir une erreur de poursuite nulle en appliquant la commande par retour d'état suivante [30] :

$$u(t) = Kx(t) + K_r u_r(t) \quad (1.18)$$

Avec :

$K$  et  $K_r$  sont des matrices constantes qui permettent à l'état du système (1.16) de suivre le modèle de référence décrit dans (1.17). En remplaçant (1.18) dans (1.16), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + BK)x(t) + BK_r u_r(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (1.19)$$

Selon les conditions imposées par [68], pour avoir une similitude entre le système (1.19) et le modèle de référence (1.17), en régime permanent, l'équation suivante doit être vérifiée :

$$(A + BK)^{-1}BK_r = A_r^{-1}B_r \quad (1.20)$$

- **Deuxième méthode**

Cette méthode est basée sur l'apprentissage itératif à base d'un modèle de référence, la commande  $u_k(t)$  pour la  $k^{\text{ième}}$  itération est calculée comme suit [30] :

$$\dot{x}_k(t) = Ax_k(t) + Bu_k(t) \quad t \in [0, T] \quad (1.21)$$

Où :

$t \in [0, T]$  est l'intervalle d'optimisation.

L'erreur de commande entre deux itérations adjacentes est donnée par :

$$e_k(t) = x_r(t) - x_k(t) \quad (1.22)$$

La loi de commande pour l'itération suivante ( $k + 1$ ) est calculée selon la dynamique de l'erreur décrite dans (1.22) :

$$u_{k+1}(t) = u_k(t) + G\dot{e}_k(t) \quad (1.23)$$

Où :

$G$  est un gain qui doit être choisi de tel façon que le système converge progressivement vers son modèle de référence après chaque itération.

#### 1.7.4 Commande Adaptative

La commande adaptative entre dans la catégorie de la commande active tolérante aux défauts. L'atout de cette commande réside dans la capacité de s'adapter automatiquement aux changements du système en ajustant les paramètres du régulateur. Les stratégies de commande adaptative sont plus tolérantes aux défauts que les méthodes passives parce que le développement de la loi de commande dépend de l'état actuel des paramètres du système. La loi de commande adaptative utilise des méthodes d'identification en ligne pour estimer régulièrement les paramètres d'ajustement afin d'atteindre les performances désirées [26]. Le schéma global d'un système de commande adaptative est montré dans la figure 1.9.

Il existe deux méthodes d'adaptation : directe et indirecte.

### 1.7.4.1 Commande adaptative directe

La commande adaptative directe assure l'ajustement en temps réel des paramètres du contrôleur, cette adaptation est basée sur la comparaison entre les performances réelles et les performances souhaitées [26].

### 1.7.4.2 Commande adaptative indirecte

La commande adaptative indirecte est largement utilisée par rapport à la méthode directe, les paramètres du système sont estimés par un processus d'identification durant toute l'évolution du système. Comme exemple de commande adaptative indirecte, on trouve les régulateurs auto - configurables et la commande par placement des pôles adaptatifs [26].

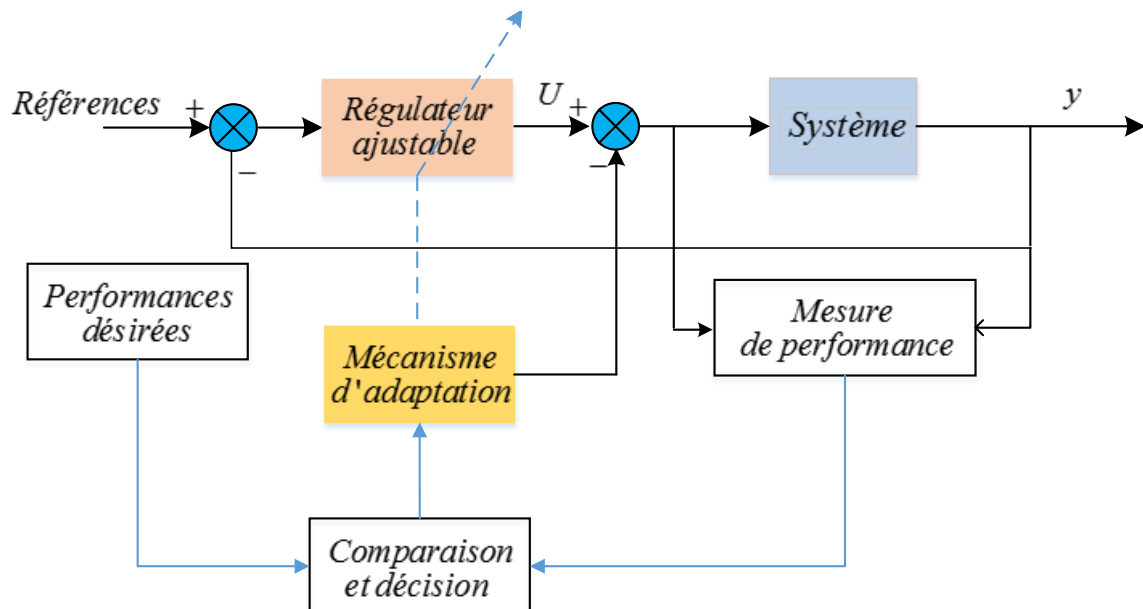


FIGURE 1.9 – Schéma de commande adaptative [26].

### 1.7.5 CTD basée sur la méthode pseudo-inverse

La méthode de pseudo-inverse est une méthode relativement facile à appliquer, elle consiste à utiliser la pseudo-inverse de la matrice associée au vecteur de commande afin de reconfigurer le système, c'est-à-dire modifier la loi de commande par retour d'état de telle sorte que la dynamique du système défectueux en boucle fermée se converge à celle du système nominal [27]. Dans le cas du fonctionnement sain, un système non

linéaire peut être décrit par la représentation d'état suivante [27] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1.24)$$

Où :

$x(t) \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur de commande et  $y(t) \in \mathbb{R}^p$  représente le vecteur de sortie.  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$  est la matrice d'état,  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$  est la matrice de commande et  $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$  est la matrice de commande. La commande nominale est présentée par un retour d'état linéaire défini par la loi de commande suivante :

$$u(t) = Gx(t) \quad (1.25)$$

Où :

$G$  représente le gain de retour d'état

A l'état défectueux, le système (1.24) devient comme suit [27] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_f x(t) + B_f u_R(t) \\ y(t) = C_f x(t) \end{cases} \quad (1.26)$$

Où :

$u_R(t) \in \mathbb{R}^m$  est le nouveau vecteur de commande

$A_f \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $B_f \in \mathbb{R}^{n \times m}$  et  $C_f \in \mathbb{R}^{p \times n}$  sont les nouvelles matrices du système contrôlé par la loi de commande reconfigurée suivante :

$$u_R(t) = K_F x(t) \quad (1.27)$$

Où :

$K_F$  représente la matrice gain de la commande reconfigurée qui assure la convergence de la matrice d'état du système défectueux vers celle du système sain selon le critère de Frobenius [27] :

$$K_F = B_f^+ (A + BF - A_f) \quad (1.28)$$

Où :

$B_f^+$  est le pseudo inverse de la matrice  $B_f$ .

### 1.7.6 Placement de structure propre

La méthode par placement de structure propre a été proposée par [55], c'est une méthode plus avantageuse que l'approche par pseudo-inverse car elle assure le rapprochement des grandeurs propres (Les valeurs propres + les vecteurs propres) des matrices du système sain et défectueux [25] :

Soit le système linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (1.29)$$

On suppose que le système (1.29) est commandé par la loi de commande par retour d'état suivante :

$$u = Fx \quad (1.30)$$

Où :

$F$  est le gain de retour d'état.

On admet que :

$\lambda_1, \dots, \lambda_n$  sont les valeurs propres de la matrice  $(A + BF)$ .

$v_1, \dots, v_n$  sont les vecteurs propres de la matrice  $(A + BF)$ .

Le but de la méthode par placement de structure propre est de calculer un gain  $F_R$  de retour d'état du système défectueux (1.26), qui satisfait les conditions suivantes [25] :

$$\begin{cases} u_R(t) = F_R x(t) \\ (A_f + B_f F_R) = \lambda_i v_i^f \\ v_i^f = (v_i - v_i^f)^T W_i (v_i - v_i^f) \\ i = \overline{1, \dots, n} \end{cases} \quad (1.31)$$

Avec :

$v_i^f$  sont les vecteurs propres du système défectueux (1.26).

$W_i$  est une matrice de pondération définie positive.

Donc, on peut conclure que le gain  $F_R$  conserve la dynamique du système défectueux la plus proche possible de celle dans le cas sain en boucle fermée.

## 1.8 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté un état de l'art sur la CTD et ses perspectives. On a détaillé les différents types de défauts qui peuvent apparaître dans un système y compris les capteurs et les actionnaires, nous avons aussi étudié leurs comportements temporels et souligné leurs impacts sur les performances du système. Les modélisations mathématiques des défauts ont été données afin de les intégrer dans les équations d'état du système pour faciliter le développement de la CTD. La CTD a pour but de compenser les effets du défaut sans arrêter le processus de fonctionnement. Nous avons présentés deux approches de la CTD : l'approche passive et active. L'approche passive est limitée à certain type de défaut mais elle peut être la meilleure alternative dans le cas où le diagnostic du défaut est difficile à obtenir. L'approche active est basée sur l'accommodation des défauts ou la reconfiguration de la loi de commande, elle est plus efficace que l'approche passive car elle peut rejeter les effets d'une large gamme de défauts. Plusieurs méthodes de CTD ont été présentées dans ce chapitre, tel que : la commande prédictive, la commande fiable, la modèle de référence, la commande adaptative, la CTD basée sur la méthode pseudo-inverse et le placement de structure propre. Dans le chapitre suivant, nous présenterons le système à contrôlé qui est présenté par une MADE, Nous développerons son modèle défectueux afin d'appliquer les différentes stratégies de la CTD.

# Chapitre2

## Modélisation de la MADE à L'état sain et défectueux

### Contents

---

2.1	Introduction . . . . .	29
2.2	Description de la MADE . . . . .	30
2.3	Modélisation de la MADE à l'Etat Sain . . . . .	31
2.4	Modélisation de l'Alimentation . . . . .	44
2.5	Modélisation de la MADE à l'Etat Défectueux . . . . .	50
2.6	Conclusion . . . . .	82

---

## 2.1 Introduction

LA MADE appartient à la catégorie des machines multiphasées. Elle a été proposée pour différents secteurs industriels nécessitant une puissance élevée, tels que les véhicules hybrides électriques, la traction de locomotives, la propulsion de navires électriques et d'autres applications qui exigent des conditions de sécurité telles que l'aéronautique et les systèmes éoliens [69-71]. La MADE garantit non seulement une diminution des harmoniques dans les courants du rotor et des pulsations de couple, mais présente de nombreux autres avantages par rapport à son homologue triphasées, tels que : la fiabilité élevée, la segmentation de puissance et le grand rendement [72]. La MADE a une grande tolérance aux défauts, elle peut continuer à fonctionner même avec une phase ouverte et cela grâce au nombre important de phase statoriques qu'elle possède [73, 74].

La représentation d'état du modèle dynamique de la MADE est très complexe à cause du fort couplage qui existe entre ses phases statoriques et rotoriques. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MADE rendent son modèle mathématique difficile à mettre en oeuvre, pour cela on a adopté dans ce chapitre quatre hypothèses simplificatrices qui permettent d'atténuer cette forte non-linéarité [75]. Pour l'alimentation de la MADE, on a utilisé deux onduleurs de tension triphasés à deux niveaux avec une stratégie de commande MLI. L'objectif principal de ce chapitre est la modélisation de la MADE à l'état défectueux (défauts statoriques, défauts rotoriques et défauts de roulements). On a établi un nouveau modèle défectueux de la MADE en présence du défaut de CBR, cette nouvelle modélisation de la machine a été mise en oeuvre dans le repère (d-q) après avoir pris en considération les composantes homopolaires dans l'établissement des équations d'états. Pour la modélisation des autres défauts, on a ajouté des harmoniques spécifiques à chaque défaut à la dynamique des courants statorique [76], c'est à dire on a utilisé la méthode inverse de l'analyse de la signature du courant de la machine (ASCM) qui est largement utilisée dans la détection des défauts dans les machines asynchrones car elle ne nécessite aucun capteur additionnel [77]. En ce qui concerne la modélisation du défaut de PO, on a simulé la perte d'un bras d'onduleur afin de déconnecter une phase statorique. Des simulations numériques sont effectuées sous MATLAB/Simulink de la MADE en mode sain et en mode dégradé, en

boucle ouverte.

## 2.2 Description de la MADE

La MADE est composée de deux stators fixes et d'un rotor mobile à cage d'écureuil, chaque stator est composé de trois phases identiques qui sont uniformément répartis, leurs axes sont décalés les uns des autres d'un angle électrique égale à  $\frac{2\pi}{3}rd$  comme le montre la figure 2.1. Les enroulements ( $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$ ) constituent la première étoile et les enroulements ( $S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}$ ) constituent la deuxième étoile. Les phases rotoriques sont présentées par ( $S_{ra}, S_{rb}, S_{rc}$ ). Les deux étoiles sont décalées d'un angle électrique  $\alpha$ . Selon les chercheurs dans le domaine de la conception des machines, la valeur que doit prendre  $\alpha$  pour avoir une diminution maximale des ondulations de couple c'est  $\frac{\pi}{6}rd$  [78].

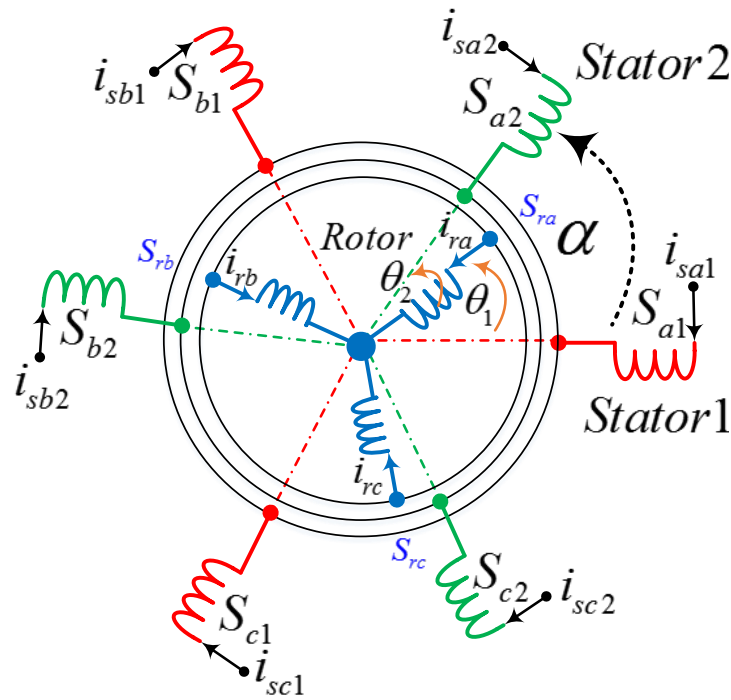


FIGURE 2.1 – Les enroulements de la MADE.

$\theta_1$  et  $\theta_2$  désignent la position du rotor par rapport au premier stator et au deuxième stator, respectivement, tel que :

$$\begin{cases} \theta_1 = \frac{\omega_m}{p}t + \theta_{\text{initiale}} \\ \theta_2 = \alpha - \theta_1 \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec :

$$\omega_m = (1 - s)\omega_s \quad (2.2)$$

Où :

$\frac{\omega_m}{p}$  représente la vitesse mécanique du rotor,  $\theta_{\text{initiale}}$  est la position initiale du rotor par rapport au premier stator et  $s$  est le glissement du rotor donné par :

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (2.3)$$

## 2.3 Modélisation de la MADE à l'Etat Sain

### 2.3.1 Modélisation de la MADE dans le repère triphasé (a,b,c)

Le modèle triphasé de la MADE va être établi après avoir imposé les hypothèses simplificatrices suivantes [75] :

- Pas de réductance (machine à pôle lisse).
- L'entrefer est uniforme.
- La trajectoire du flux est linéaire.
- Les deux étoiles sont identiques.

#### 2.3.1.1 Equations électriques

- Premier stator

$$\begin{cases} v_{sa1} = R_{s1}i_{sa1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sa1} \\ v_{sb1} = R_{s1}i_{sb1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sb1} \\ v_{sc1} = R_{s1}i_{sc1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sc1} \end{cases} \quad (2.4)$$

- Deuxième stator

$$\begin{cases} v_{sa2} = R_{s2}i_{sa2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sa2} \\ v_{sb2} = R_{s2}i_{sb2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sb2} \\ v_{sc2} = R_{s2}i_{sc2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sc2} \end{cases} \quad (2.5)$$

- Rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{ra} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{ra} \\ 0 = R_r i_{rb} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rb} \\ 0 = R_r i_{rc} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rc} \end{cases} \quad (2.6)$$

On peut réécrire (2.4), (2.5) et (2.6) sous une forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{\partial}{\partial t} [\Phi_{s1}] \\ [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{\partial}{\partial t} [\Phi_{s2}] \\ 0 = [R_r][I_r] + \frac{\partial}{\partial t} [\Phi_r] \end{cases} \quad (2.7)$$

Où :

$[V_{s1}] = [v_{sa1} \ v_{sb1} \ v_{sc1}]^T$ ,  $[V_{s2}] = [v_{sa2} \ v_{sb2} \ v_{sc2}]^T$  et  $[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^T$  sont les vecteurs des tensions pour le premier stator, le deuxième stator et le rotor, respectivement.

$[\Phi_{s1}] = [\varphi_{sa1} \ \varphi_{sb1} \ \varphi_{sc1}]^T$ ,  $[\Phi_{s2}] = [\varphi_{sa2} \ \varphi_{sb2} \ \varphi_{sc2}]^T$  et  $[\Phi_r] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$  sont les vecteurs des flux pour le premier stator, le deuxième stator et le rotor, respectivement.

$[I_{s1}] = [i_{sa1} \ i_{sb1} \ i_{sc1}]^T$ ,  $[I_{s2}] = [i_{sa2} \ i_{sb2} \ i_{sc2}]^T$  et  $[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$  sont les vecteurs des courants pour le premier stator, le deuxième stator et le rotor, respectivement.

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \text{ sont}$$

les matrices des résistances pour le premier stator, le deuxième stator et le rotor, respectivement.

### 2.3.1.2 Equations magnétiques

- Premier stator

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (2.8)$$

Avec :

$[L_{s1,s1}]$  est la matrice inductance du premier stator donnée par :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Où :

$L_{ms}$  est l'inductance mutuelle statorique,  $L_{s1}$  est l'inductance propre du premier stator.

$[M_{s1,s2}]$  est la matrice d'inductance mutuelle entre le premier stator et le deuxième stator, ses éléments sont :

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$[M_{s1,r}]$  est la matrice d'inductance mutuelle entre le premier stator et le rotor, exprimée par :

$$[M_{s1,r}] = L_{s,r} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Où :

$L_{s,r}$  est l'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

- Deuxième stator

$$[\Phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (2.12)$$

Avec :

$[L_{s2,s2}]$  est la matrice inductance du deuxième stator tel que :

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Où :

$L_{s2}$  est l'inductance propre du deuxième stator.

$[M_{s2,s1}]$  est la matrice d'inductance mutuelle entre le deuxième stator et le premier stator, ces éléments sont :

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T \quad (2.14)$$

$[M_{s2,r}]$  est la matrice d'inductance mutuelle entre le deuxième stator et le rotor, donnée par :

$$[M_{s2,r}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

- Rotor

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (2.16)$$

Avec :

$[L_{r,r}]$  Matrice inductance du rotor tel que :

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Où :

$L_{mr}$  est l'inductance mutuelle rotorique et  $L_r$  est l'inductance propre du rotor.

$[M_{r,s1}]$  est la matrice d'inductance mutuelle entre le rotor et le premier stator,

donnée par :

$$[M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T \quad (2.18)$$

$[M_{r,s2}]$  est la matrice d'inductance mutuelle entre le rotor et le deuxième stator, tel que :

$$[M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T \quad (2.19)$$

### 2.3.1.3 Equation mécanique

$$\frac{\partial \Omega}{\partial t} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \Omega \quad (2.20)$$

Avec :

$\Omega$  est la vitesse de rotation du rotor,  $C_{em}$  est le couple électromagnétique,  $C_r$  présente le couple de charge,  $J$ ,  $K_f$  désignent, respectivement, le moment d'inertie et le coefficient de frottement.

### 2.3.1.4 Couple électromagnétique

L'équation générale qui définit le couple électromagnétique instantané de la MADE est basée sur le principe de la conservation de l'énergie [79]. Le couple est donné par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right\} [I] \quad (2.21)$$

Avec :

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix}, \quad [L] = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}(\theta_1)] \\ [M_{s1,s2}]^T & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}(\theta_2)] \\ [M_{s1,r}(\theta_1)]^T & [M_{s2,r}(\theta_2)]^T & [L_r] \end{bmatrix}$$

$\theta$  exprime la position du rotor par rapport au deux stators, donc il peut prendre la valeur de  $\theta_1$  ou de  $\theta_2$ , puisque  $\theta_1 = \theta_2 + \alpha$  et l'angle  $\alpha$  est constant, l'égalité suivante

est vérifiée :

$$\frac{\partial}{\partial \theta_1}[L] = \frac{\partial}{\partial \theta_2}[L] \quad (2.22)$$

En se basant sur la première hypothèse qui admit que l'entrefer est uniforme, les matrices des inductances propres et mutuelles des deux étoiles sont constantes, par conséquent leurs dérivées sont nulles, par la suite la dérivation de  $[L]$  par rapport à  $\theta$  nous donne :

$$\frac{\partial}{\partial \theta}[L] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial \theta_1}[M_{s1,r}(\theta_1)] \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial \theta_2}[M_{s2,r}(\theta_2)] \\ \frac{\partial}{\partial \theta_1}[M_{s1,r}(\theta_1)]^T & \frac{\partial}{\partial \theta_2}[M_{s2,r}(\theta_2)]^T & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

A partir des équations (2.21), (2.22) et (2.23), l'équation finale du couple électromagnétique peut être donnée par :

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_1}[M_{s1,r}(\theta_1)][I_r] + [I_{s2}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_2}[M_{s2,r}(\theta_2)][I_r] \quad (2.24)$$

On remarque que (2.24) n'est pas une équation différentielle, donc le couple électromagnétique n'est pas une variable d'état et n'entre pas dans la représentation d'état de la MADE.

### 2.3.2 Modélisation de la MADE dans le repère biphasé généralisé (d-q)

Ce modèle transforme la MADE en une machine biphasée idéale. Dans ce modèle bipolaire, les deux stators et le rotor sont remplacés chacun par deux enroulements, comme le montre la figure 2.2. On note ici, que dans un état sain, la composante homopolaire est nulle et n'a aucune influence sur cette transformation. Le passage vers le référentiel (d-q) se fait en appliquant la transformée de Park sur toutes les équations de la machine ; tensions, courants et flux qui sont développées précédemment dans le repère naturel « abc ».

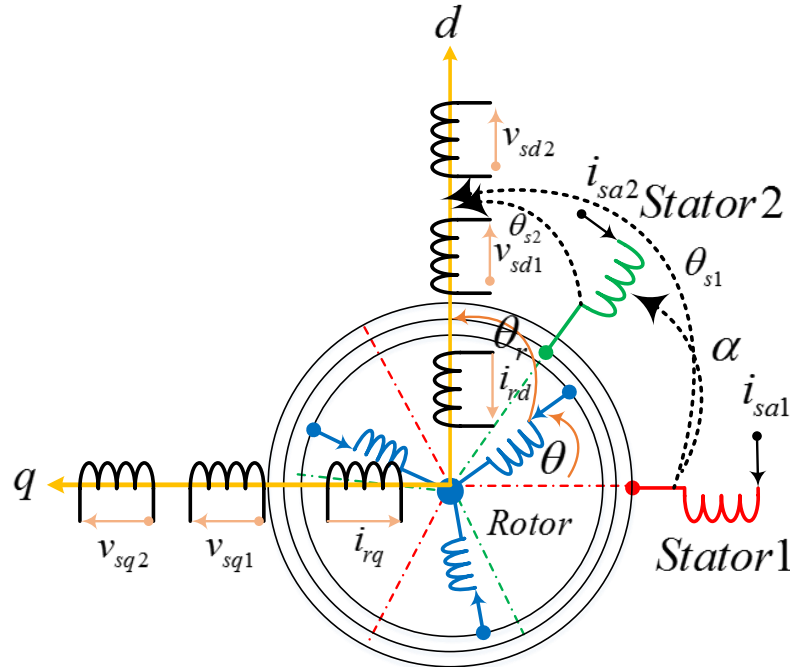


FIGURE 2.2 – Modèle de Park généralisé de la MADE.

La matrice de Park pour chaque élément de la MADE est la suivante :

- pour le premier stator

$$P(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

- pour le deuxième stator

$$P(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

- pour le rotor :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Les expressions qui lient les grandeurs triphasées aux grandeurs biphasées sont :

- Premier stator

$$\begin{cases} [V_{s1}^{abc}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1}^{dq}] \Rightarrow [V_{s1}^{dq}] = [P(\theta_{s1})]^{-1}[V_{s1}^{abc}] \\ [I_{s1}^{abc}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1}^{dq}] \Rightarrow [I_{s1}^{dq}] = [P(\theta_{s1})]^{-1}[I_{s1}^{abc}] \\ [\Phi_{s1}^{abc}] = [P(\theta_{s1})][\Phi_{s1}^{dq}] \Rightarrow [\Phi_{s1}^{dq}] = [P(\theta_{s1})]^{-1}[\Phi_{s1}^{abc}] \end{cases} \quad (2.28)$$

- Deuxième stator

$$\begin{cases} [V_{s2}^{abc}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2}^{dq}] \Rightarrow [V_{s2}^{dq}] = [P(\theta_{s2})]^{-1}[V_{s2}^{abc}] \\ [I_{s2}^{abc}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2}^{dq}] \Rightarrow [I_{s2}^{dq}] = [P(\theta_{s2})]^{-1}[I_{s2}^{abc}] \\ [\Phi_{s2}^{abc}] = [P(\theta_{s2})][\Phi_{s2}^{dq}] \Rightarrow [\Phi_{s2}^{dq}] = [P(\theta_{s2})]^{-1}[\Phi_{s2}^{abc}] \end{cases} \quad (2.29)$$

- Rotor

$$\begin{cases} [V_r^{abc}] = [P(\theta_r)][V_r^{dq}] \Rightarrow [V_r^{dq}] = [P(\theta_r)]^{-1}[V_r^{abc}] \\ [I_r^{abc}] = [P(\theta_r)][I_r^{dq}] \Rightarrow [I_r^{dq}] = [P(\theta_r)]^{-1}[I_r^{abc}] \\ [\Phi_r^{abc}] = [P(\theta_r)][\Phi_r^{dq}] \Rightarrow [\Phi_r^{dq}] = [P(\theta_r)]^{-1}[\Phi_r^{abc}] \end{cases} \quad (2.30)$$

### 2.3.2.1 Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park sur (2.4), (2.5) et (2.6) on obtient :

- Premier stator

$$\begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{so1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{so1} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \varphi_{sd1} \\ \varphi_{sq1} \\ \varphi_{so1} \end{bmatrix} + \frac{\partial \theta_{s1}}{\partial t} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd1} \\ \varphi_{sq1} \\ \varphi_{so1} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Avec :

$$\frac{\partial \theta_{s1}}{\partial t} = \omega_{s1} \quad (2.32)$$

L'équation (2.31) peut être réécrite sous cette forme :

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sd1} - \omega_{s1}\varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sq1} + \omega_{s1}\varphi_{sd1} \end{cases} \quad (2.33)$$

Où :

$\theta_{s1}$  est l'angle électrique entre le premier stator et l'axe « d ».

$\omega_{s1} = \frac{\partial\theta_{s1}}{\partial t}$  est la vitesse de rotation de la référence (d-q) par rapport au premier stator.

- Deuxième stator

$$\begin{bmatrix} v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd2} \\ i_{sq2} \\ i_{so2} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \varphi_{sd2} \\ \varphi_{sq2} \\ \varphi_{so2} \end{bmatrix} + \frac{\partial\theta_{s2}}{\partial t} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd2} \\ \varphi_{sq2} \\ \varphi_{so2} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Puisque  $\alpha$  est une constante, on a :

$$\frac{\partial\theta_{s2}}{\partial t} = \frac{\partial(\theta_{s1} - \alpha)}{\partial t} = \frac{\partial\theta_{s1}}{\partial t} = \omega_{s1} \quad (2.35)$$

Donc, (2.34) peut être aussi exprimée comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sd2} - \omega_{s1}\varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sq2} + \omega_{s1}\varphi_{sd2} \end{cases} \quad (2.36)$$

Où :

$\theta_{s2}$  est l'angle électrique entre le deuxième stator et l'axe « d ».

$\frac{\partial\theta_{s2}}{\partial t}$  est la vitesse de rotation de la référence (d-q) par rapport au deuxième stator.

- Rotor

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{\partial\theta_r}{\partial t} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Avec :

$$\frac{\partial \theta_r}{\partial t} = \frac{\partial(\theta_{s1} - \theta)}{\partial t} = \frac{\partial \theta_{s1}}{\partial t} = \omega_{s1} - \omega_r \quad (2.38)$$

Puisque le rotor est court-circuité, on aura :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rd} - (\omega_{s1} - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} + (\omega_{s1} - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.39)$$

$\theta_r$  est l'angle électrique entre le rotor et l'axe « d ».

$\frac{\partial \theta_r}{\partial t}$  est la vitesse de rotation de la référence ( $d - q$ ) par rapport au rotor.

$\theta$  est l'angle électrique entre le rotor et le premier stator.

$\omega_r = \frac{\partial \theta}{\partial t}$  est la vitesse rotorique.

### 2.3.2.2 Equations des flux

En appliquant la transformation de Park sur (2.8), (2.12) et (2.16) on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \\ \varphi_{sq1} = L_{s1} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \\ \varphi_{sd2} = L_{s2} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \\ \varphi_{sq2} = L_{s2} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd2} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{rq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq2} \end{cases} \quad (2.40)$$

On pose :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$$

Où :

$L_m$  est l'inductance mutuelle cyclique entre les deux stators et le rotor, dans ce cas

(2.40) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{array} \right. \quad (2.41)$$

### 2.3.2.3 Equation mécanique

- **Puissance instantanée**

La puissance instantanée absorbée par la MADE est donné par :

$$P_{ab} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (2.42)$$

$$P_{ab} = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \quad (2.43)$$

La transformée de Park conserve l'énergie, donc on a aussi :

$$P_{ab} = v_{sd1}i_{sd1} + v_{sq1}i_{sq1} + v_{sd2}i_{sd2} + v_{sq2}i_{sq2} \quad (2.44)$$

En remplaçant les expressions de tensions présentées par (2.33) et (2.36) dans (2.44), on obtient :

$$P_{ab} = P_J + P_{em} + P_f \quad (2.45)$$

Avec :

$$P_J = R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2 \quad (2.46)$$

$$P_{em} = \omega_{s1}(\varphi_{sd1}i_{sq1} - \varphi_{sq1}i_{sd1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq2}i_{sd2}) \quad (2.47)$$

$$P_f = i_{sd1} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd1} + i_{sq1} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq1} + i_{sd2} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd2} + i_{sq2} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq2} \quad (2.48)$$

$P_J$  représente les pertes joules dans les deux étoiles.

$P_{em}$  est la puissance électromagnétique emmagasinée.

$P_f$  est la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

### • Couple électromagnétique

L'expression qui lie la puissance électromagnétique, le couple électromagnétique et la vitesse mécanique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (2.49)$$

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} \{(\varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2}) - (\varphi_{sq1} i_{sd1} + \varphi_{sq2} i_{sd2})\} \quad (2.50)$$

Sachant que :  $\frac{\omega_s}{\Omega} = p$

L'équation (2.50) devient :

$$C_{em} = p \{(\varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2}) - (\varphi_{sq1} i_{sd1} + \varphi_{sq2} i_{sd2})\} \quad (2.51)$$

En substituant les composantes des flux statoriques et rotoriques présentés par (2.41) dans (2.51), on trouve :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} \{\varphi_{rd}(i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq}(i_{sd1} + i_{sd2})\} \quad (2.52)$$

### 2.3.3 Représentation d'état de la MADE dans un repère lié au champ tournant

Ce repère est une référence généralisée où les axes  $(d, q)$  sont fixes par rapport au champ électromagnétique produit par les deux étoiles de la machine, dans ce cas on a  $\omega_{s1} = \omega_s$ . Ce repère facilite le développement de n'importe quelle commande afin d'ajuster la vitesse ou le couple et cela grâce à la continuité des grandeurs relatives à ce référentiel. La représentation d'état de la MADE dans ce référentiel a été élaborée en deux modèles : modèle des flux et modèle des courants et cela après avoir remplacé  $\omega_{s1}$  par  $\omega_s$  dans (2.33), (2.36) et (2.39).

### 2.3.3.1 Modèle des flux

$$\dot{x} = f(x) + Bu \quad (2.53)$$

Les éléments du vecteur d'état  $x$  sont les composantes directes et quadratiques des flux statoriques et rotoriques :

$$[x]^T = [\varphi_{sd1} \quad \varphi_{sq1} \quad \varphi_{sd2} \quad \varphi_{sq2} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T$$

Le vecteur de commande est représenté par :

$$u = [v_{sd1} \quad v_{sq1} \quad v_{sd2} \quad v_{sq2}]^T$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur  $f(x)$  est donnée par :

$$\begin{cases} f_1(x) = a_1\varphi_{sd1} + a_2\varphi_{sq1} + a_3\varphi_{sd2} + a_4\varphi_{rd} \\ f_2(x) = -a_2\varphi_{sd1} + a_1\varphi_{sq1} + a_3\varphi_{sq2} + a_4\varphi_{rq} \\ f_3(x) = a_5\varphi_{sd1} + a_6\varphi_{sd2} + a_2\varphi_{sq2} + a_7\varphi_{rd} \\ f_4(x) = a_5\varphi_{sq1} - a_2\varphi_{sd2} + a_6\varphi_{sq2} + a_7\varphi_{rq} \\ f_5(x) = a_8\varphi_{sd1} + a_9\varphi_{sd2} + a_{10}\varphi_{rd} + a_{11}\varphi_{rq} \\ f_6(x) = a_8\varphi_{sq1} + a_9\varphi_{sq2} - a_{11}\varphi_{rd} + a_{10}\varphi_{rq} \end{cases} \quad (2.54)$$

Avec :

$$a_1 = \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}\right); a_2 = \omega_s; a_3 = \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}}\right); a_4 = \left(\frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}}\right); a_5 = \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}}\right);$$

$$a_6 = \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}\right); a_7 = \left(\frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}}\right); a_8 = \left(\frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}}\right); a_9 = \left(\frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}}\right); a_{10} = \left(\frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r}\right); a_{11} = \omega_{gl}$$

### 2.3.3.2 Modèle des courants

$$\dot{x} = f(x) + Bu \quad (2.55)$$

$[x]^T = [i_{sd1} \ i_{sq1} \ i_{sd2} \ i_{sq2} \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq} \ \omega_r]^T$  est le vecteur d'état.

$u = [v_{sd1} \ v_{sq1} \ v_{sd2} \ v_{sq2}]^T$  est le vecteur de commande.

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & b_1 & b_2 & b_2 & 0 & 0 & 0 \\ b_2 & b_2 & b_1 & b_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Les éléments du vecteur  $f(x)$  sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(x) = a_1 i_{sd1} + a_2 i_{sq1} + a_3 i_{sd2} + a_4 \varphi_{rd} + a_5 \varphi_{rq} \omega_r \\ f_2(x) = -a_2 i_{sd1} + a_1 i_{sq1} + a_3 i_{sq2} - a_5 \varphi_{rd} \omega_r + a_4 \varphi_{rq} \\ f_3(x) = a_3 i_{sd1} + a_1 i_{sd2} + a_2 i_{sq2} + a_4 \varphi_{rd} + a_5 \varphi_{rq} \omega_r \\ f_4(x) = a_3 i_{sq1} - a_2 i_{sd2} + a_1 i_{sq2} - a_5 \varphi_{rd} \omega_r + a_4 \varphi_{rq} \\ f_5(x) = a_6 i_{sd1} + a_6 i_{sd2} + a_7 \varphi_{rd} + a_7 \varphi_{rq} \\ f_6(x) = a_6 i_{sq1} + a_6 i_{sq2} - a_7 \varphi_{rd} + a_7 \varphi_{rq} \\ f_7(x) = a_9 i_{sd1} \varphi_{rq} - a_9 i_{sq1} \varphi_{rd} + a_9 i_{sd2} \varphi_{rq} - a_9 i_{sq2} \varphi_{rd} + a_{10} \omega_r + a_{11} \end{array} \right. \quad (2.56)$$

Les coefficients  $a_i \ i = \overline{1, 11}$  et  $b_i \ i = \overline{1, 2}$  sont exprimés selon les paramètres de la machine comme suit :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{R_r L_m^3 L_r - (R_s (L_m + L_r)^2 + R_r L_m^2) (L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)}{(L_m + L_r) [(L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)^2 - L_m^2 L_r^2]} ; a_2 = \omega_s ; \\ a_3 &= \frac{L_m L_r (R_s (L_m + L_r)^2 + R_r L_m^2) - R_r L_m^2 (L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)}{(L_m + L_r) [(L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)^2 - L_m^2 L_r^2]} ; a_4 = \frac{R_r L_m (L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r) - R_r L_m^2 L_r}{(L_m + L_r) [(L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)^2 - L_m^2 L_r^2]} ; \\ a_5 &= \frac{L_m (L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r) - L_m^2 L_r}{[(L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)^2 - L_m^2 L_r^2]} ; a_6 = \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} ; a_7 = -\frac{R_r}{L_m + L_r} ; a_8 = -\frac{R_r}{L_m + L_r} ; \\ a_9 &= -\frac{p^2 L_m}{J (L_m + L_r)} ; a_{10} = -\frac{K_f}{J} ; a_{11} = -p \frac{T_L}{J} ; \\ b_1 &= \frac{(L_m + L_r) (L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)}{(L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)^2 - L_m^2 L_r^2} ; b_2 = -\frac{L_m L_r (L_m + L_r)}{(L_m L_s + L_s L_r + L_m L_r)^2 - L_m^2 L_r^2} \end{aligned}$$

## 2.4 Modélisation de l'Alimentation

### 2.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

La figure 2.3 montre le schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux avec une stratégie de commande MLI. L'onduleur est composé de six transistors  $T_1 \dots T_6$  généralement sont des TBGI (Transistors Bipolaires à Grille Isolée), connectés en parallèle avec six diodes  $D_1 \dots D_6$  permettant la conduction du courant dans le sens négatif [80].

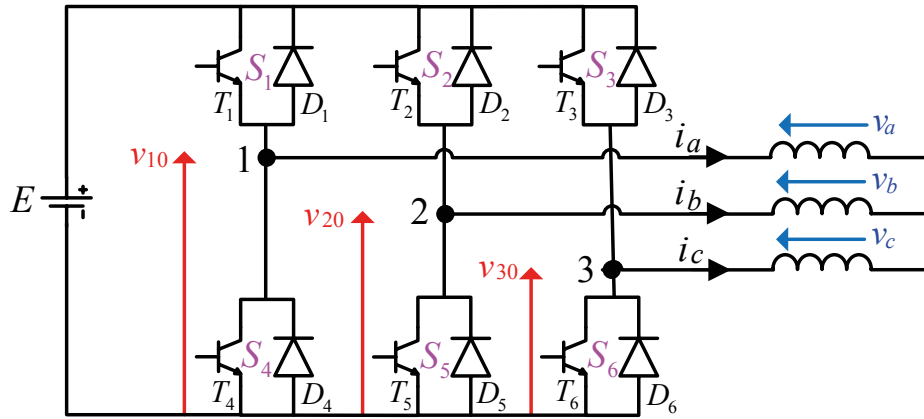


FIGURE 2.3 – Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

$v_a, v_b, v_c$  sont les tensions de phase.  $v_{10}, v_{20}, v_{30}$  sont les tensions de ligne à ligne.  $i_a, i_b, i_c$  sont les courants de phase.  $E$  est la tension continue constante.  $S_i$  représente l'état de commutation de l'ensemble (transistor + diode) avec  $i = \overline{1,6}$ .

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{Interrupteur fermé} \\ 0 & \text{Interrupteur ouvert} \end{cases} \quad (2.57)$$

Afin d'établir un modèle mathématique pour l'onduleur, on admet l'hypothèse que tout les semi-conducteurs sont idéales et que chaque ensemble {TBGI, diode} est un interrupteur. En appliquant la loi des mailles, on trouve :

$$\begin{cases} v_a - v_b + v_{20} - v_{10} = 0 \\ v_a - v_c + v_{30} - v_{10} = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

D'autre part, les tensions de phase  $v_a, v_b$  et  $v_c$  présente une charge triphasée symétrique, donc on a :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.59)$$

Les tensions  $v_{10}, v_{20}$  et  $v_{30}$  peuvent étre écrites en fonction de  $E$  et les états des

commutateurs comme suit :

$$\begin{cases} v_{10} = ES_1 \\ v_{20} = ES_2 \\ v_{30} = ES_3 \end{cases} \quad (2.60)$$

A partir de (2.58) et (2.59), on déduit que :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b = \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c = \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{cases} \quad (2.61)$$

Finalement, le système matriciel qui représente l'onduleur de tension triphasé MLI à deux niveaux dans des conditions de fonctionnement saines est donné par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

### 2.4.2 Stratégie de commande MLI sinus-triangle

Le contrôle des interrupteurs  $S_i$  est assurée par la technique MLI sinus-triangle, La sortie du signal MLI est obtenue en comparant la tension de référence sinusoïdale  $v_{ref}$  et la tension de sortie du signal triangulaire (la porteuse)  $v_{tri}$  [72]. L'expression de la MLI est donnée comme suit :

$$v_{MLI} = \begin{cases} 0 & v_{ref} < v_{tri} \\ 1 & v_{ref} > v_{tri} \end{cases} \quad (2.63)$$

Dans le cas d'une MADE, on a deux tensions de références qui sont données par les expressions suivantes :

- Pour le premier onduleur :

$$v_{ref}^1 = V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] \quad (2.64)$$

- Pour le deuxième onduleur :

$$v_{ref}^2 = V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \quad (2.65)$$

Avec  $j = 1, 2, 3$ .

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$v_{tri} = \begin{cases} V_{tri}^M (4\frac{t}{T_p} - 1) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{tri}^M (-4\frac{t}{T_p} + 3) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.66)$$

Avec :

$V_{tri}^M$  est la valeur maximale de la porteuse (le signal triangulaire).

$T_p$  est la période de la porteuse.

### 2.4.3 Représentation de L'ensemble MADE-Onduleur

La représentation de la MADE alimentée par deux onduleurs de tension avec la stratégie de commande MLI « sinus-triangle » est donnée par la figure 2.4.

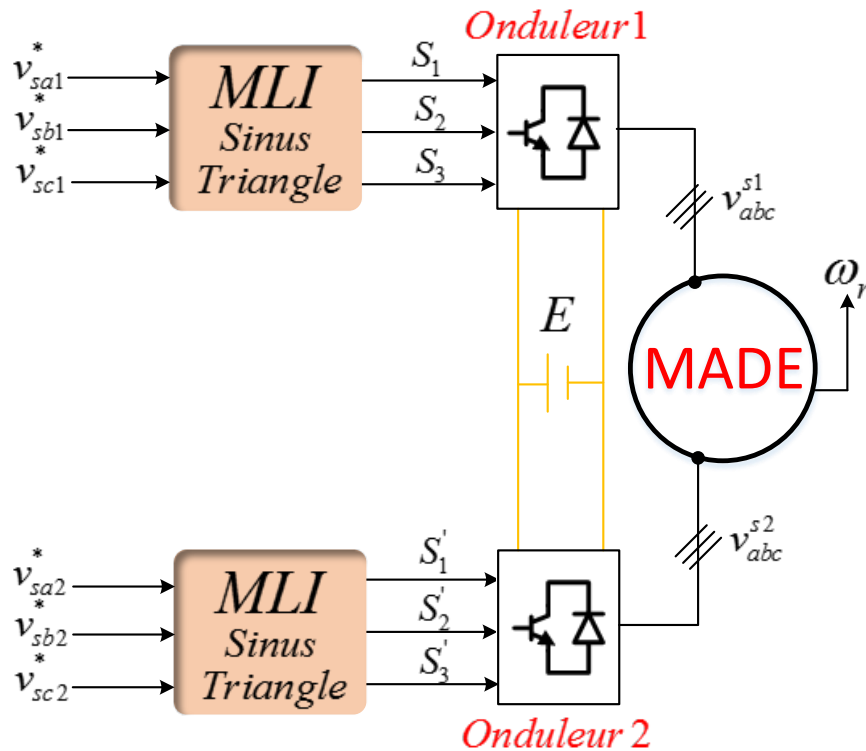


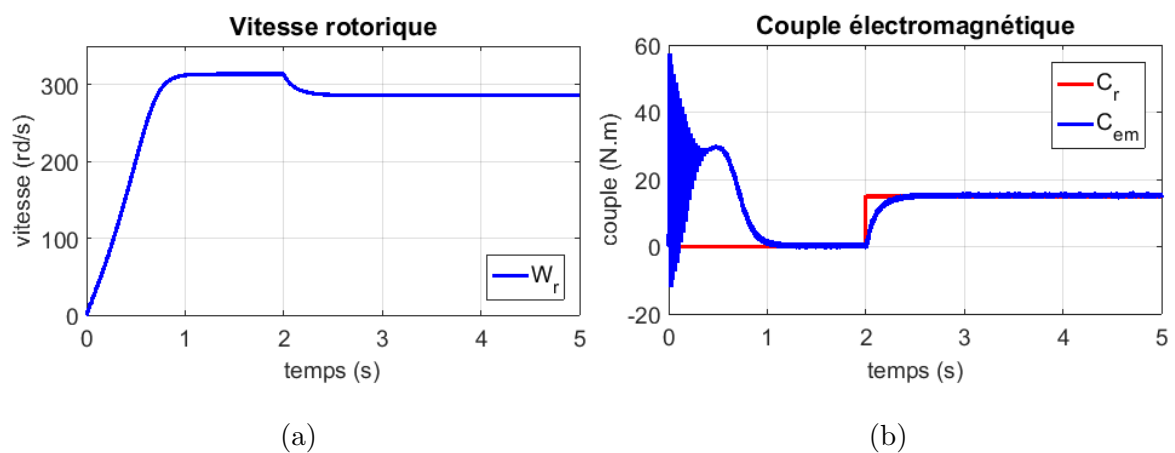
FIGURE 2.4 – L'ensemble (MADE + deux onduleurs de tension triphasés).

### 2.4.4 Résultats de simulation

La figure ci-dessous représente la réponse de la MADE alimentée par deux onduleurs de tension au démarrage, à vide et lors de l'application d'un couple de charge nominal  $C_r = 15 \text{ N.m}$  à l'instant  $t = 2 \text{ s}$ . Les paramètres nominaux mécaniques et électriques de la machine sont donnés dans le tableau 2.1. Toutes les simulations sont faites sous MATLAB/Simulink.

Paramètres	Identificateurs et Valeurs
Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kw}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 6.5 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement	$R_{s1} = 3.72 \Omega$
Résistance du deuxième enroulement	$R_{s2} = 3.72 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance du premier enroulement	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001 \text{ Nm.(rd/s)}^{-1}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$

TABLE 2.1 – Paramètres de la MADE [72].



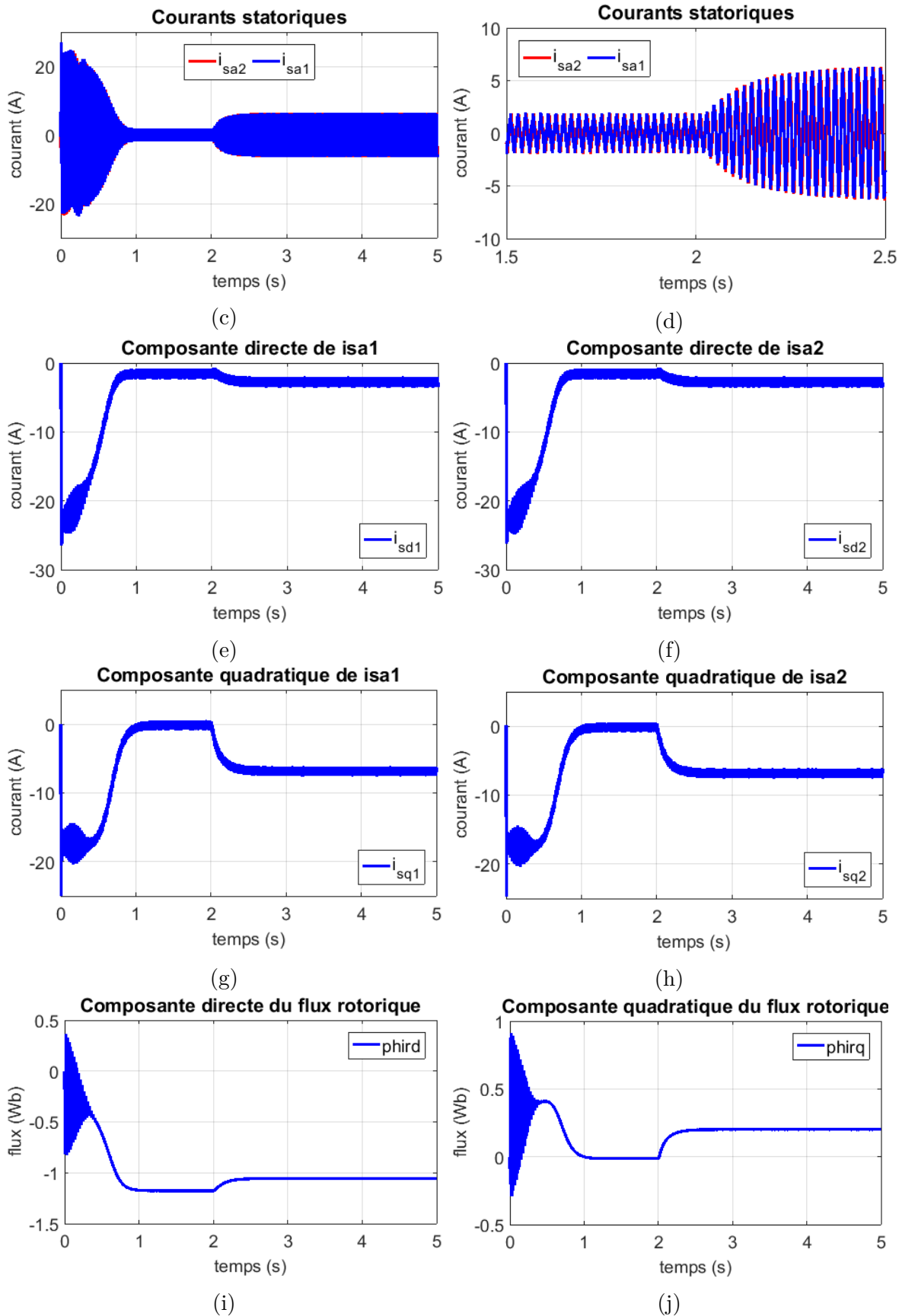


FIGURE 2.5 – Performances de la MADE en boucle ouverte alimentée par deux onduleurs.

Comme le montre la figure 2.5 (a), la vitesse atteint la valeur de  $314 \text{ rd/s}$  après un régime transitoire d'une seconde, à l'instant d'application de la charge, elle diminue pour se stabiliser à  $286 \text{ rd/s}$ . Figure 2.5 (b) montre que le couple électromagnétique est capable de compenser le couple de charge et les pertes par frottement, au démarrage, le couple présente des ondulations qui peuvent atteindre une crête de  $57 \text{ N.m}$ , pendant la période à vide, la machine produit un couple pulsatif de  $0.31 \text{ N.m}$  ce qui provoque des vibrations au niveaux de la partie mécanique de la MADE. Puisque les deux stators ont les mêmes paramètres (identiques), les courants de ligne  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont la même amplitude, ils ont une forme sinusoïdale pendant le fonctionnement à vide et après l'application de la charge, comme indiqué sur la figure 2.5 (c) et la figure 2.5 (d). Un grand appel de courant est enregistré en régime transitoire  $i_{sa1} = i_{sa2} = 25 \text{ A}$ , ces grandes intensités de courant permettent à la MADE de fournir un couple électromagnétique capable de faire tourner le rotor, après le régime transitoire, les amplitudes des courants diminuent pour atteindre les valeurs de  $1.3 \text{ A}$  à vide et de  $5.6 \text{ A}$  en charge. Figure 2.5 (e) et figure 2.5 (f) indiquent que les composantes directes des courants statoriques  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$  sont de signe négatif, ils ont la même forme dans les deux régimes dynamique et permanent, leur amplitude se stabilise à la valeur  $2.79 \text{ A}$  en charge. Selon la figure 2.5 (g) et la figure 2.5 (h), les composantes quadratiques  $i_{sq1}$  et  $i_{sq2}$  sont aussi identiques et se stabilisent à  $6.82 \text{ A}$  en fonctionnement en charge. Figure 2.5 (i) et figure 2.5 (j) illustrent les composantes du flux rotoriques d'axe d et q ( $\varphi_{rd}$  et  $\varphi_{rq}$ ), respectivement, les deux flux présentent des oscillations en régime transitoire. Lors de l'application de la charge,  $\varphi_{rd}$  diminue à  $-1.05 \text{ Wb}$  tandis que  $\varphi_{rq}$  augmente jusqu'à  $0.2 \text{ Wb}$ .

## 2.5 Modélisation de la MADE à l'Etat Défectueux

Dans le domaine de l'industrie, les machines à induction à cage d'écureuil sont largement utilisées en tant que machines tournantes en raison de leurs nombreux avantages, les moteurs à induction à cage d'écureuil représentent environ 85% des moteurs installés dans l'industrie [81], mais en raison de leur utilisation continue, ils sont sujets à différents types de défauts. Comme le montre la figure 2.6, les divers défauts dans le moteur à induction peuvent être récapitulés dans trois catégories principales : environ 40% à 50% sont des défauts de roulement, 5% à 10% sont des défauts de rotor et 30% à 40% sont des défauts liés au stator [82, 83].

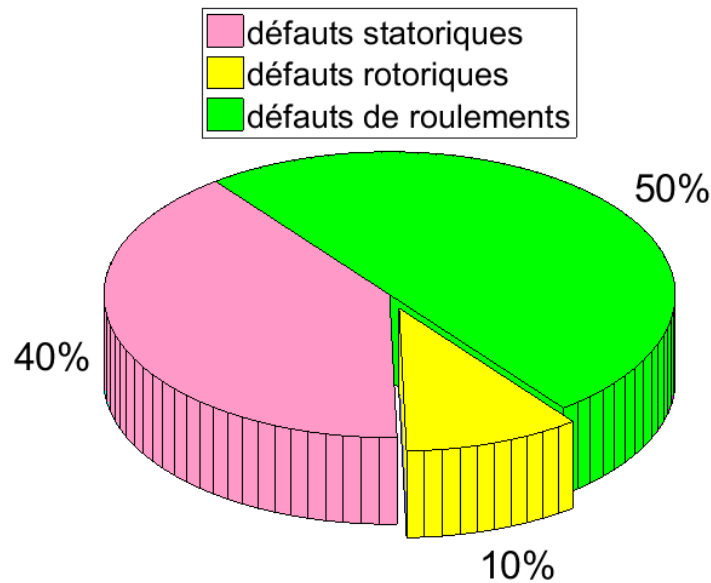


FIGURE 2.6 – Répartition des défauts pour moteur à induction [83].

### 2.5.1 Définition des défauts

Le défaut de roulement est un défaut qui peut affecter différentes parties du roulement, telles que le chemin du roulement interne, le chemin du roulement externe, les éléments roulants et la cage. La présence du défaut de roulement est due à des impuretés à l'intérieur du roulement, à une perte de lubrification ou à une mauvaise installation [84]. Un défaut de CBR peut être causé par des défaillances dans le processus de fabrication du rotor, des surcharges (contraintes mécaniques), des fissures mécaniques ou des contraintes thermiques [85]. Le défaut le plus courant dans les enroulements du stator est le défaut de court-circuit entre spires (CCES). Habituellement, les défauts de CCES sont causés par des défauts d'isolation, des contraintes mécaniques, de l'humidité et des décharges partielles [86].

### 2.5.2 Modélisation du défaut de CBR dans une MADE

D'après la figure 2.6, le taux d'occurrence pour le défaut de barres rotoriques cassées ne semble pas très important, mais ce type de défaut s'est révélé dangereux et peut être la cause d'autres défauts dans le stator et dans le rotor lui-même, car une barre de rotor cassée comme présentée à la figure 2.7, augmente considérablement les courants circulant dans les barres voisines, ce qui provoque l'augmentation des contraintes mécaniques et par conséquent la rupture des barres correspondantes [77].



FIGURE 2.7 – Cassure de barres rotoriques [87].

### 2.5.2.1 Détection du défaut de CBR

Par rapport aux défauts de stator, la détection du défaut de CBR en particulier à un stade précoce, est assez difficile. L'apparition de ce type de défaut ne provoque pas l'arrêt immédiat de la machine, mais réduit ses performances. Pour cette raison, différents diagnostics sont proposés dans la littérature pour détecter le défaut de barre cassé dans les rotors à cage d'écureuil des moteurs à induction, ces processus de détection exploitent les informations fournies par les principaux signaux de la machine, telles que : courants de moteur, couple, puissance instantanée active et réactive, vibrations mécaniques et flux. Récemment, plusieurs travaux de recherches ont été élaborés, tel que [88] qui présente une méthode pour détecter et quantifier une panne de barre de rotor cassée à l'aide d'une tension homopolaire dans un moteur à induction à cage d'écureuil connecté en étoile. Dans [89], Une approche vectorielle de Park filtrée/étendue de Park a été utilisée pour diagnostiquer le défaut du CBR dans les moteurs à induction. Cette nouvelle méthode de diagnostic a améliorée l'approche vectorielle de Park qui est peu fiable et qui dépend fortement des pôles magnétiques. Les auteurs dans [87] proposent une méthode basée sur l'analyse spectrale transitoire du signal de courant statorique pendant le freinage à contre-courant. [90] propose des capteurs de contrainte à fibre optique, le capteur de contrainte est un réseau de Bragg en fibres optiques, il est implanté à l'intérieur du moteur entre deux dents du stator, comme le montre la figure 2.8, l'apparition de fréquences spécifiques proportionnelles au glissement du moteur dans le spectre du courant statorique indique la présence d'un défaut de barre cassé, l'avantage de cette méthode par rapport à la méthode de l'ASCM est que la barre de rotor cassé peut être détecté, même avec une distorsion harmonique en tension. La transformée de Fourier discrète (TFD) est largement utilisée pour détecter les fréquences et les amplitudes qui caractérisent les barres de rotor cassées, mais à faible

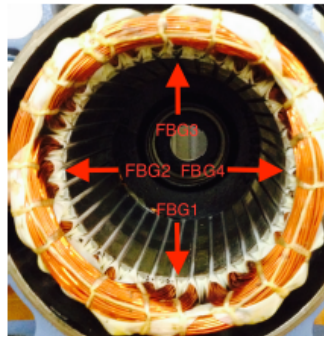


FIGURE 2.8 – Installation de quatre réseaux de Bragg en fibres optiques entre les dents du stator, les capteurs sont séparés par un angle de  $90^\circ$  [90].

glissement, cette technique ne permet pas de séparer les différentes composantes de fréquence ; pour cette raison, [91] propose une solution efficace basée sur une approche par réseau de neurone en utilisant la transformation d'Hilbert pour le diagnostic du défaut de barres cassées dans des machines à induction à faible charge, cette méthode permet de détecter le nombre exact de barres cassées. [92] propose un estimateur spectral basé sur la théorie du quotient de Rayleigh pour détecter la signature spectrale du défaut du CBR, capable de déterminer avec précision l'amplitude des bandes latérales de la défaillance et afin d'améliorer la détection des composantes du défaut de faible amplitude, un conditionneur de signal basé sur le filtre de Kalman est utilisé. Et pour une localisation précise du défaut, le glissement est estimé en utilisant le spectre du courant statorique. Des expériences approfondies avec différents niveaux de défauts sous différentes conditions de chargement prouvent que la méthode de détection de défaut proposée en ligne est meilleure que la transformée de Fourier discrète et est également plus rapide que la classification de signaux multiples. [93] propose deux techniques de spectres d'ordre supérieur basées sur L'ASCM ; le spectre de puissance et les tranches de bi-spectre afin de détecter les barres cassées du rotor en analysant le courant statorique de la machine à induction. Finalement, [94] a amélioré la méthode de l'ASCM en réduisant le retard de détection du défaut de CBR causé par la proximité spectrale entre les fréquences de signature relatives au défaut et la fréquence fondamentale, pour cela, deux filtres de Taylor-Kalman en cascade avec un schéma de sous-échantillonnage ont été utilisés afin de permettre l'estimation des basses fréquences avec moins de calcul. La méthode de l'ASCM est largement utilisée comme un test dans le processus de surveillance des machines à induction, en particulier dans la détection de défauts électriques et mécaniques en raison de sa simplicité et de son efficacité. Cette méthode

ne nécessite pas de capteurs supplémentaires ; elle est basée uniquement sur l'analyse de l'information fiable fournie par le courant du stator [77]. Malgré ses inconvénients pour la source de tension en cas de distorsion harmonique, la méthode de l'ASCM est très utilisée pour détecter une barre de rotor cassée [90].

### 2.5.2.2 Equations d'état de la MADE en présence du défaut de CBR

Afin d'obtenir un modèle défectueux léger, on considère le rotor comme un système triphasé équilibré. Dans la figure 2.9, le rotor à cage d'écureuil est remplacé par trois enroulements équivalents ( $R_r, L_r$ ). Lorsqu'une barre est cassée, la résistance du rotor est différente de la valeur nominale [95]. Donc, pour simuler un défaut de CBR dans une MADE ; on fait augmenter la résistance d'une phase rotorique en ajoutant une résistance de défaut [96]. Rappelons maintenant, les équations différentielles du premier ordre des tensions rotoriques de la MADE dans le repère naturelle « abc » :

$$[V_r^{abc}] = [R_r][I_r^{abc}] + \frac{\partial}{\partial t}[\Phi_r^{abc}] \quad (2.67)$$

Avec :

$$[V_r^{abc}] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T = [0 \ 0 \ 0]^T, [I_r^{abc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T, [\Phi_r^{abc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$$

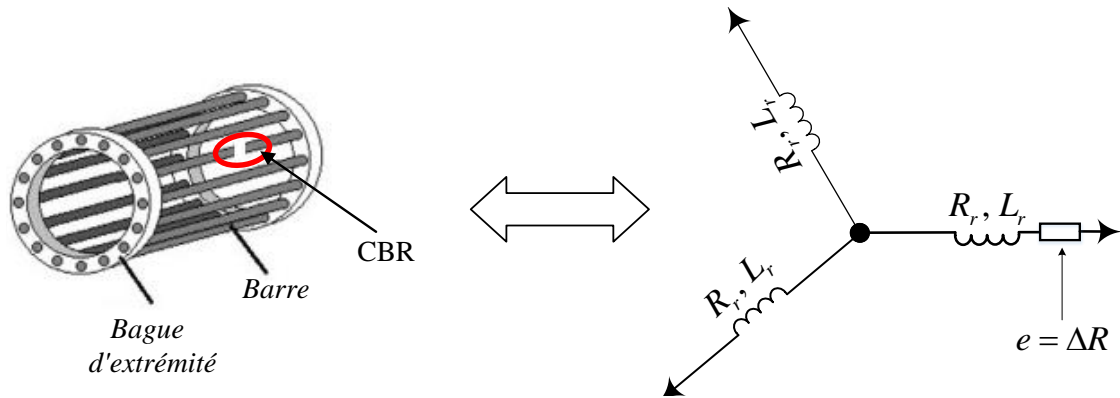


FIGURE 2.9 – Simulation d'une cassure de barre rotorique (CBR).

Pour passer des grandeurs naturelles vers des grandeurs biphasés, on utilise la transformée inverse de Park :

$$G_{abc} = [P(\theta_r)]^{-1}G_{dq} \quad (2.68)$$

En appliquant (2.68) sur (2.67), on trouve :

$$[P(\theta_r)]^{-1}[V_r^{dqo}] = [R_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_r^{dqo}] + \frac{\partial}{\partial t}[P(\theta_r)]^{-1}\Phi_r^{dqo} \quad (2.69)$$

$$[P(\theta_r)]^{-1}[V_r^{dqo}] = [R_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_r^{dqo}] + \frac{\partial}{\partial t} \{ [P(\theta_r)]^{-1} \} [\Phi_r^{dqo}] + [P(\theta_r)]^{-1} \frac{\partial}{\partial t} [\Phi_r^{dqo}]$$

$$[P(\theta_r)][P(\theta_r)]^{-1}[V_r^{dqo}] = [P(\theta_r)][R_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_r^{dqo}] + [P(\theta_r)] \frac{\partial}{\partial t} \{ [P(\theta_r)]^{-1} \} [\Phi_r^{dqo}] + [P(\theta_r)][P(\theta_r)]^{-1} \frac{\partial}{\partial t} [\Phi_r^{dqo}]$$

$$[V_r^{dqo}] = [P(\theta_r)][R_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_r^{dqo}] + [P(\theta_r)] \frac{\partial}{\partial t} \{ [P(\theta_r)]^{-1} \} [\Phi_r^{dqo}] + \frac{\partial}{\partial t} [\Phi_r^{dqo}] \quad (2.70)$$

Dans le cas d'un rotor défectueux, la matrice des résistances devient :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r + e \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Après un long calcul effectué sous MATLAB, l'équation électrique du rotor défectueux dans le repère de Park peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{e}{3} + R_r - \frac{e}{6} \cos(v) - \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(v) & \frac{e}{3} \cos(v + \frac{\pi}{6}) & -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\frac{v}{2} + \frac{\pi}{3}) \\ \frac{e}{3} \cos(v + \frac{\pi}{6}) & \frac{e}{3} + R_r + \frac{e}{6} \cos(v) + \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(v) & -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(-v + \frac{\pi}{6}) \\ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\frac{v}{2} + \frac{\pi}{3}) & -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(-\frac{v}{2} + \frac{\pi}{6}) & \frac{e}{3} + R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \frac{\partial v}{\partial t} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Avec :  $v = 2\theta_r - 2\theta_r$  et l'indice « o » désigne les composantes homopolaires. Sachant

que  $\frac{\partial v}{\partial t} = -2\omega_{gl}$ , (2.72) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \left\{ \frac{e}{3} + R_r - \frac{e}{6} \cos(v) - \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(v) \right\} i_{rd} + \left\{ \frac{e}{3} \cos(v + \frac{\pi}{6}) \right\} i_{rq} + \\ \quad \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\frac{v}{2} + \frac{\pi}{3}) \right\} i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rd} - \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ 0 = \left\{ \frac{e}{3} \cos(v + \frac{\pi}{6}) \right\} i_{rd} + \left\{ \frac{e}{3} + R_r + \frac{e}{6} \cos(v) + \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(v) \right\} i_{rq} + \\ \quad \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\frac{-v}{2} + \frac{\pi}{6}) \right\} i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} + \omega_{gl} \varphi_{rd} \\ 0 = \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\frac{v}{2} + \frac{\pi}{3}) \right\} i_{rd} + \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(-\frac{v}{2} + \frac{\pi}{6}) \right\} i_{rq} + \\ \quad \left\{ \frac{e}{3} + R_r \right\} i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{ro} \end{array} \right. \quad (2.73)$$

Les relations entre les courants et les flux sont :

- Pour le premier stator

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1} = \frac{\varphi_{sd1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sq1} = \frac{\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{so1} = \frac{\varphi_{so1} - \varphi_{mo}}{L_{s1}} \end{array} \right. \quad (2.74)$$

- Pour le deuxième stator

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd2} = \frac{\varphi_{sd2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{sq2} = \frac{\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{so2} = \frac{\varphi_{so2} - \varphi_{mo}}{L_{s2}} \end{array} \right. \quad (2.75)$$

- Pour le rotor

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \\ i_{ro} = \frac{\varphi_{ro} - \varphi_{mo}}{L_r} \end{array} \right. \quad (2.76)$$

Les flux, à leurs tours, sont exprimés par les équations suivantes :

• Flux du premier stator

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{so1} = L_{s1}i_{so1} + L_m(i_{so1} + i_{so2} + i_{ro}) \end{cases} \quad (2.77)$$

• Flux du deuxième stator

$$\begin{cases} \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{so2} = L_{s2}i_{so2} + L_m(i_{so1} + i_{so2} + i_{ro}) \end{cases} \quad (2.78)$$

• Flux rotorique

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{ro} = L_r i_{ro} + L_m(i_{so1} + i_{so2} + i_{ro}) \end{cases} \quad (2.79)$$

• Flux mutuel

$$\begin{cases} \varphi_{md} = L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{mq} = L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{mo} = L_m(i_{so1} + i_{so2} + i_{ro}) \end{cases} \quad (2.80)$$

A partir des équations ci-dessus, on peut déterminer la dynamique des flux rotoriques en présence du défaut de CBR :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rd} = & - \left\{ \frac{e}{3} + R_r - \frac{e}{6} \cos(2\theta_r - 2\theta_s) - \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(2\theta_r - 2\theta_s) \right\} \left( \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \right) - \\ & \left\{ \frac{e}{3} \cos \left( 2\theta_r - 2\theta_s + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \left( \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \right) - \\ & \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos \left( \theta_r - \theta_s + \frac{\pi}{3} \right) \right\} \left( \frac{\varphi_{ro} - \varphi_{mo}}{L_r} \right) + \omega_{gl} \varphi_{rq} \end{aligned} \quad (2.81)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} = & - \left\{ \frac{e}{3} \cos \left( 2\theta_r - 2\theta_s + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \left( \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \right) - \\ & \left\{ \frac{e}{3} + R_r + \frac{e}{6} \cos(2\theta_r - 2\theta_s) + \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(2\theta_r - 2\theta_s) \right\} \left( \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \right) - \\ & \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos \left( \theta_s - \theta_r + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \left( \frac{\varphi_{ro} - \varphi_{mo}}{L_r} \right) - \omega_{gl} \varphi_{rd} \quad (2.82) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{ro} = & - \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos \left( \theta_r - \theta_s + \frac{\pi}{3} \right) \right\} \left( \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \right) - \\ & \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos \left( \theta_s - \theta_r + \frac{\pi}{6} \right) \right\} \left( \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \right) - \left\{ \frac{e}{3} + R_r \right\} \left( \frac{\varphi_{ro} - \varphi_{mo}}{L_r} \right) \quad (2.83) \end{aligned}$$

### Expressions du couple électromagnétique

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements statoriques triphasés d'axes  $a, b, c$ , en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes  $d, q$  en créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire ne participe pas à cette création. Pour déterminer le couple instantané il faut déterminer la puissance instantanée  $P(t)$ . La transformée de Park conserve la puissance instantanée, donc on a :

$$p(t) = v_{sd1} i_{sd1} + v_{sq1} i_{sq1} + v_{so1} i_{so1} + v_{sd2} i_{sd2} + v_{sq2} i_{sq2} + v_{so2} i_{so2} \quad (2.84)$$

En remplaçant les expressions de tensions présentées dans (2.33) et (2.36), on obtient :

$$\begin{aligned} p(t) = & \left( R_{s1} i_{sd1} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd1} - \omega_s \varphi_{sq1} \right) i_{sd1} + \left( R_{s1} i_{sq1} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq1} + \omega_s \varphi_{sd1} \right) i_{sq1} + \\ & \left( R_{s1} i_{so1} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{so1} \right) i_{so1} + \left( R_{s2} i_{sd2} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd2} - \omega_s \varphi_{sq2} \right) i_{sd2} + \\ & \left( R_{s2} i_{sq2} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq2} + \omega_s \varphi_{sd2} \right) i_{sq2} + \left( R_{s2} i_{so2} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{so2} \right) i_{so2} \quad (2.85) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} p(t) = & R_{s1} i_{sd1}^2 + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd1} i_{sd1} - \omega_s \varphi_{sq1} i_{sd1} + R_{s1} i_{sq1}^2 + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq1} i_{sq1} + \omega_s \varphi_{sd1} i_{sq1} + R_{s1} i_{so1}^2 + \\ & \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{so1} i_{so1} + R_{s2} i_{sd2}^2 + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd2} i_{sd2} - \omega_s \varphi_{sq2} i_{sd2} + R_{s2} i_{sq2}^2 + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq2} i_{sq2} + \omega_s \varphi_{sd2} i_{sq2} + R_{s2} i_{so2}^2 + \\ & \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{so2} i_{so2} \quad (2.86) \end{aligned}$$

La formule de la puissance instantanée peut être réorganisée comme suit :

$$\begin{aligned}
 p(t) = & \underbrace{R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s1}i_{so1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2 + R_{s2}i_{so2}^2}_{P_1} + \\
 & \underbrace{\frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sd1}i_{sd1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sq1}i_{sq1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{so1}i_{so1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sd2}i_{sd2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sq2}i_{sq2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{so2}i_{so2}}_{P_2} + \\
 & \underbrace{\omega_s(\varphi_{sd1}i_{sq1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq1}i_{sd1} - \varphi_{sq2}i_{sd2})}_{P_3} \quad (2.87)
 \end{aligned}$$

Où :

$P_1$  représente les pertes joules.

$P_2$  représente la puissance électromagnétique stockée dans le champ.

$P_3$  représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (pertes fer sont toujours négligeables).

Donc le couple garde la même expression que dans le cas où on a négligés les composantes homopolaires (cas sain) ce qui confirme aussi, ce que l'on a dit au début de ce chapitre lors de la modélisation de la machine à l'état sain que le couple ne joue aucun rôle dans la représentation d'état de la MADE :

$$C_{em} = \frac{P_3}{\Omega} = p\omega_s(\varphi_{sd1}i_{sq1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq1}i_{sd1} - \varphi_{sq2}i_{sd2}) \quad (2.88)$$

Le couple peut être écrit de cette manière :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{rd}(i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq}(i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (2.89)$$

### Expression du flux rotorique

Dans cette partie on va essayer d'exprimer l'évolution du flux rotorique en fonction des courant  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$ , donc réécrivant l'équation des tensions rotoriques (2.72) sous cette forme abrégée :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_2 & a_4 & a_5 \\ a_3 & a_5 & a_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{\partial(\theta_s - \theta_r)}{\partial t} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{e}{3} + R_r - \frac{e}{6} \cos(2\theta_r - 2\theta_s) - \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(2\theta_r - 2\theta_s); \quad a_2 = \frac{e}{3} \cos(2\theta_r - 2\theta_s + \frac{\pi}{6}); \\
 a_3 &= -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\theta_r - \theta_s + \frac{\pi}{3}); \quad a_4 = \frac{e}{3} + R_r + \frac{e}{6} \cos(2\theta_r - 2\theta_s) + \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(2\theta_r - 2\theta_s); \\
 a_5 &= -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\theta_s - \theta_r + \frac{\pi}{6}); \quad a_6 = \frac{e}{3} + R_r;
 \end{aligned}$$

Le développement de (2.90) nous donne :

$$\begin{cases}
 0 = a_1 i_{rd} + a_2 i_{rq} + a_3 i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rd} - \omega_{gl} \varphi_{rq} \\
 0 = a_2 i_{rd} + a_4 i_{rq} + a_5 i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} + \omega_{gl} \varphi_{rd} \\
 0 = a_3 i_{rd} + a_5 i_{rq} + a_6 i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{ro}
 \end{cases} \quad (2.91)$$

L'orientation du flux rotorique s'exprime par :

$$\begin{cases}
 \varphi_{rq} = \varphi_{ro} = \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} = \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{ro} = 0 \\
 \varphi_{rd} = \varphi_r
 \end{cases} \quad (2.92)$$

En appliquant (2.92) sur (2.91), on obtient :

$$\begin{cases}
 0 = a_1 i_{rd} + a_2 i_{rq} + a_3 i_{ro} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r \\
 0 = a_2 i_{rd} + a_4 i_{rq} + a_5 i_{ro} + \omega_{gl} \varphi_r \\
 0 = a_3 i_{rd} + a_5 i_{rq} + a_6 i_{ro}
 \end{cases} \quad (2.93)$$

En appliquant (2.92) sur (2.79), on obtient l'expression de  $i_{rd}$  en fonction de  $\varphi_r$ ,  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$  :

$$i_{rd} = \frac{\varphi_r}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (2.94)$$

D'autre part, on peut extraire de (2.93), la fonction :

$$i_{rd} = f(\varphi_r, \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r, \omega_{gl}) \quad (2.95)$$

Si on remplace (2.95) dans (2.94), on trouve l'expression instantanée du flux rotorique :

$$\frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = -\frac{1}{\beta} \left( \frac{\alpha}{L_r + L_m} + \omega_{gl} \right) \varphi_r + \frac{\alpha}{\beta} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (2.96)$$

Avec :

$$\alpha = \left[ a_2 - \frac{a_4 a_1}{a_2} - \frac{\left( a_5 - \frac{a_4 a_3}{a_2} \right) \left( \frac{a_5 a_1}{a_2} - a_3 \right)}{\left( a_6 - \frac{a_5 a_3}{a_2} \right)} \right]; \quad \beta = - \left[ \frac{\left( \frac{a_5}{a_2} \right) \left( a_5 - \frac{a_4 a_3}{a_2} \right)}{\left( a_6 - \frac{a_5 a_3}{a_2} \right)} + \frac{a_4}{a_2} \right]$$

### Equations d'état

Pour avoir un modèle léger de la machine défectueuse, on applique aussi l'orientation du champ rotorique sur les équations d'état, mais cette fois ci en rajoutant une référence de suivi pour le flux, cette valeur est constante, c'est-à-dire que :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r = \varphi_r^* \\ \varphi_{rq} = \varphi_{ro} = \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} = \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{ro} = \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r^* = 0 \end{cases} \quad (2.97)$$

En appliquant (2.97) sur (2.93), on obtient :

$$\begin{cases} 0 = a_1 i_{rd} + a_2 i_{rq} + a_3 i_{ro} \\ 0 = a_2 i_{rd} + a_4 i_{rq} + a_5 i_{ro} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* \\ 0 = a_3 i_{rd} + a_5 i_{rq} + a_6 i_{ro} \end{cases} \quad (2.98)$$

A partir de (2.98), on peut extraire les expressions de  $i_{rd}$ ,  $i_{rq}$  et  $i_{ro}$  en fonction de  $\omega_{gl}^*$  et  $\varphi_r^*$ , donc la résolution du système d'équation (2.98) nous conduit à trois calculs :

$$i_{rd} = -\frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \varphi_r^* \quad (2.99)$$

$$i_{rq} = -\frac{\omega_{gl}^*}{\eta} \varphi_r^* \quad (2.100)$$

$$i_{ro} = -\frac{\omega_{gl}^*}{\mu} \varphi_r^* \quad (2.101)$$

Avec :

$$\gamma = \left[ \frac{\left( \frac{a_1 a_6}{a_3} - a_3 \right)}{\left( a_5 - \frac{a_2 a_6}{a_3} \right)} \left( a_4 - \frac{a_2 a_5}{a_3} \right) + a_2 - \frac{a_1 a_5}{a_3} \right]; \quad \eta = \left[ \frac{\left( \frac{a_2 a_6}{a_3} - a_5 \right)}{\left( a_3 - \frac{a_1 a_6}{a_3} \right)} \left( a_2 - \frac{a_1 a_5}{a_3} \right) + a_4 - \frac{a_2 a_5}{a_3} \right]$$

$$\mu = \left[ \frac{\left( \frac{a_3^2}{a_1} - a_6 \right)}{\left( a_5 - \frac{a_2 a_3}{a_1} \right)} \left( a_4 - \frac{a_2^2}{a_1} \right) + a_5 - \frac{a_2 a_3}{a_1} \right]$$

Maintenant, il faut ré-exprimer les courants rotoriques  $i_{rd}$ ,  $i_{rq}$  et  $i_{ro}$  en fonction des courants statoriques, donc, il faut appliquer aussi (2.97) sur (2.79) pour obtenir les équations suivantes :

$$i_{rd} = \frac{\varphi_r^*}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (2.102)$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (2.103)$$

$$i_{ro} = -\frac{L_m}{L_r + L_m}(i_{so1} + i_{so2}) \quad (2.104)$$

Ce qui nous intéresse ici c'est la relation entre la somme  $(i_{sd1} + i_{sd2})$  avec  $\varphi_r^*$  et  $\omega_{gl}^*$ , donc en utilisant (2.99) et (2.102), on trouve :

$$(i_{sd1} + i_{sd2}) = \varphi_r^* \left[ \frac{1}{L_m} + \frac{\omega_{gl}^* (L_r + L_m)}{\gamma L_m} \right] \quad (2.105)$$

Maintenant, calculant la somme  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  en fonction de  $\varphi_r^*$  et  $\omega_{gl}^*$  :

En remplaçant la formule de  $i_{rq}$  présentée par (2.100), dans (2.103), on obtient :

$$(i_{sq1} + i_{sq2}) = \frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^* (L_r + L_m)}{\eta L_m} \quad (2.106)$$

Finalement, il reste à calculer la somme  $(i_{so1} + i_{so2})$  en fonction de  $\varphi_r^*$  et  $\omega_{gl}^*$  :

$$(i_{so1} + i_{so2}) = \frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^* (L_r + L_m)}{\mu L_m} \quad (2.107)$$

Le développement mathématique fait jusqu'ici à pour but de simplifier le modèle d'état qui va être développé en-dessous, la substitution des courant statoriques par le flux et le glissement de référence a été faite afin d'éliminer les dérivées des courants statoriques qui apparaissent dans les équations des tensions. Nous allons commencer l'élaboration du système d'état dédié à la commande vectorielle, premièrement on remplace (2.102),

(2.103) et (2.104) dans (2.77) et (2.78) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + \left( L_r \frac{L_m}{L_r+L_m} \right) (i_{sd1} + i_{sd2}) + \frac{L_m}{L_r+L_m} \varphi_r^* \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + \left( L_r \frac{L_m}{L_r+L_m} \right) (i_{sq1} + i_{sq2}) \\ \varphi_{so1} = L_{s1}i_{so1} + \left( L_r \frac{L_m}{L_r+L_m} \right) (i_{so1} + i_{so2}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + \left( L_r \frac{L_m}{L_r+L_m} \right) (i_{sd2} + i_{sd1}) + \frac{L_m}{L_r+L_m} \varphi_r^* \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + \left( L_r \frac{L_m}{L_r+L_m} \right) (i_{sq2} + i_{sq1}) \\ \varphi_{so2} = L_{s2}i_{so2} + \left( L_r \frac{L_m}{L_r+L_m} \right) (i_{so2} + i_{so1}) \end{array} \right. \quad (2.108)$$

Deuxièmement, on remplaçant (2.105), (2.106) et (2.107) dans (2.108), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r \frac{\omega_{gt}^*}{\gamma} \right) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_r \frac{\omega_{gt}^*}{\eta} \varphi_r^* \\ \varphi_{so1} = L_{s1}i_{so1} + L_r \frac{\omega_{gt}^*}{\mu} \varphi_r^* \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r \frac{\omega_{gt}^*}{\gamma} \right) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_r \frac{\omega_{gt}^*}{\eta} \varphi_r^* \\ \varphi_{so2} = L_{s2}i_{so2} + L_r \frac{\omega_{gt}^*}{\mu} \varphi_r^* \end{array} \right. \quad (2.109)$$

La dérivation de (2.109) nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd1} = L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq1} = L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{so1} = L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{so1} \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sd2} = L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{sq2} = L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{so2} = L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{so2} \end{array} \right. \quad (2.110)$$

En utilisant (2.31) et (2.34), les équations de tension des deux stators sont données

par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sd1} - \omega_s\varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sq1} + \omega_s\varphi_{sd1} \\ v_{so1} = R_{s1}i_{so1} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{so1} \\ v_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sd2} - \omega_s\varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{sq2} + \omega_s\varphi_{sd2} \\ v_{so2} = R_{s2}i_{so2} + \frac{\partial}{\partial t}\varphi_{so2} \end{array} \right. \quad (2.111)$$

Les équations d'état des courants statoriques s'obtiennent après substitution de (2.109)

et (2.110) dans (2.111) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd1} = R_{s1}i_{sd1} + L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{sd1} - \omega_s^* \left[ L_{s1}i_{sq1} + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\eta}\varphi_r^* \right] \\ v_{sq1} = R_{s1}i_{sq1} + L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{sq1} + \omega_s^* \left[ L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \right) \right] \\ v_{so1} = R_{s1}i_{so1} + L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{so1} \\ v_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{sd2} - \omega_s^* \left[ L_{s2}i_{sq2} + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\eta}\varphi_r^* \right] \\ v_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{sq2} + \omega_s^* \left[ L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \right) \right] \\ v_{so2} = R_{s2}i_{so2} + L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{so2} \end{array} \right. \quad (2.112)$$

L'équation (2.112) peut être écrite de cette façon :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial t}i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ v_{sd1} - R_{s1}i_{sd1} + \omega_s^* \left( L_{s1}i_{sq1} + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\eta}\varphi_r^* \right) \right\} \\ \frac{\partial}{\partial t}i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ v_{sq1} - R_{s1}i_{sq1} - \omega_s^* \left[ L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \right) \right] \right\} \\ \frac{\partial}{\partial t}i_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} \{ v_{so1} - R_{s1}i_{so1} \} \\ \frac{\partial}{\partial t}i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ v_{sd2} - R_{s2}i_{sd2} + \omega_s^* \left( L_{s2}i_{sq2} + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\eta}\varphi_r^* \right) \right\} \\ \frac{\partial}{\partial t}i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ v_{sq2} - R_{s2}i_{sq2} - \omega_s^* \left[ L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r\frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \right) \right] \right\} \\ \frac{\partial}{\partial t}i_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} \{ v_{so2} - R_{s2}i_{so2} \} \end{array} \right. \quad (2.113)$$

L'équation d'état de la vitesse rotorique est déterminée à partir de l'expression géné-

ralisée du couple illustrée dans (2.89), donc on a :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{rd}(i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq}(i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (2.114)$$

En mettant  $\varphi_{rd} = \varphi_r = \varphi_r^*$ , (2.114) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^*(i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (2.115)$$

En exploitant l'équation mécanique présentée dans (2.20), on trouve l'équation d'état de la vitesse rotorique :

$$\frac{\partial}{\partial t} \omega_r = \frac{1}{J} \left[ p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^*(i_{sq1} + i_{sq2}) - pC_r - K_f \omega_r \right] \quad (2.116)$$

Finalement, le modèle d'état de la MADE en présence du défaut de CBR dans le repère (d-q) s'écrit de la façon suivante :

$$\frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s^* \left( L_{s1} i_{sq1} + L_r \frac{\omega_{gl}^*}{\eta} \varphi_r^* \right) \right\} \quad (2.117)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s^* \left[ L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r \frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \right) \right] \right\} \quad (2.118)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} i_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} \{ v_{so1} - R_{s1} i_{so1} \} \quad (2.119)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s^* \left( L_{s2} i_{sq2} + L_r \frac{\omega_{gl}^*}{\eta} \varphi_r^* \right) \right\} \quad (2.120)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s^* \left[ L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r^* \left( 1 + L_r \frac{\omega_{gl}^*}{\gamma} \right) \right] \right\} \quad (2.121)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} i_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} \{ v_{so2} - R_{s2} i_{so2} \} \quad (2.122)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \omega_r = \frac{1}{J} \left[ p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^*(i_{sq1} + i_{sq2}) - pC_r - K_f \omega_r \right] \quad (2.123)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = -\frac{1}{\beta} \left( \frac{\alpha}{L_r + L_m} + \omega_{gl}^* \right) \varphi_r + \frac{\alpha}{\beta} \frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (2.124)$$

Les équations (2.117)-(2.124) peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{\partial}{\partial t} \Omega = \frac{1}{J} \left[ p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^* (i_{sq1} + i_{sq2}) - p C_r - K_f \Omega \right] \\
 \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) + \Gamma_1 \\
 \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \right\} + \Gamma_2 \\
 \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} \left\{ v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r^*) \right\} + \Gamma_3 \\
 \frac{\partial}{\partial t} i_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} (v_{so1} - R_{s1} i_{so1}) \\
 \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \right\} + \Gamma_4 \\
 \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} \left\{ v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r^*) \right\} + \Gamma_5 \\
 \frac{\partial}{\partial t} i_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} (v_{so2} - R_{s2} i_{so2})
 \end{array} \right. \quad (2.125)$$

Où :

$\Gamma_j, \overline{1, 5}$  représentent les termes des défauts causés par la cassure des barres rotoriques, ils sont donnés par :

$$\Gamma_1 = -\left( \frac{R_r}{L_r + L_m} \frac{\alpha}{\beta(L_r + L_m)} - \frac{\omega_{gl}^*}{\beta} \right) \varphi_r^* + \left( \frac{\alpha}{\beta} \frac{L_m}{L_r + L_m} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} \right) (i_{sd1} + i_{sd2}); \Gamma_2 = \left( \frac{L_r}{\eta} - T_r \right) \frac{\omega_s^* \omega_{gl}^* \varphi_r^*}{L_{s2}}; \\
 \Gamma_3 = -\frac{L_r \gamma}{L_{s2}} \omega_s^* \omega_{gl}^* \varphi_r^*; \Gamma_4 = \frac{1}{L_{s2}} \left( \frac{L_r}{\eta} - T_r \right) \omega_s^* \omega_{gl}^* \varphi_r^*; \Gamma_5 = -\frac{L_r}{L_{s2} \gamma} \omega_s^* \omega_{gl}^* \varphi_r^*.$$

### 2.5.2.3 Résultats de simulation

La MADE étudiée dans cette simulation est alimentée par deux onduleurs de tension triphasés utilisant des stratégies de commande MLI. En régime établi, la MADE fonctionne avec une fréquence fondamentale égale à 50 Hz avec 100% de charge. La figure 2.10 ci-dessous montre l'évolution dans le temps de la vitesse, du couple électromagnétique, du courant statorique et du flux pour une machine fonctionnant en boucle ouverte avec un rotor à cage d'écurieul sain et défectueux. Le démarrage est effectué à vide sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée. La réponse temporelle est approximativement égale à 1 s. Un couple de charge externe de valeur nominale égale à 15 N.m est appliqué à l'instant  $t = 2$  sec, la vitesse chute alors à sa valeur nominale de 286 rad/s. Le couple électromagnétique compense le couple de charge et les pertes par frottement. Le courant augmente et atteint sa valeur nominale à l'instant  $t = 2$  s. Un défaut de CBR est causé à l'instant  $t = 3$  sec en augmentant la résistance d'une phase du rotor par une valeur  $e = 6 \Omega$ .

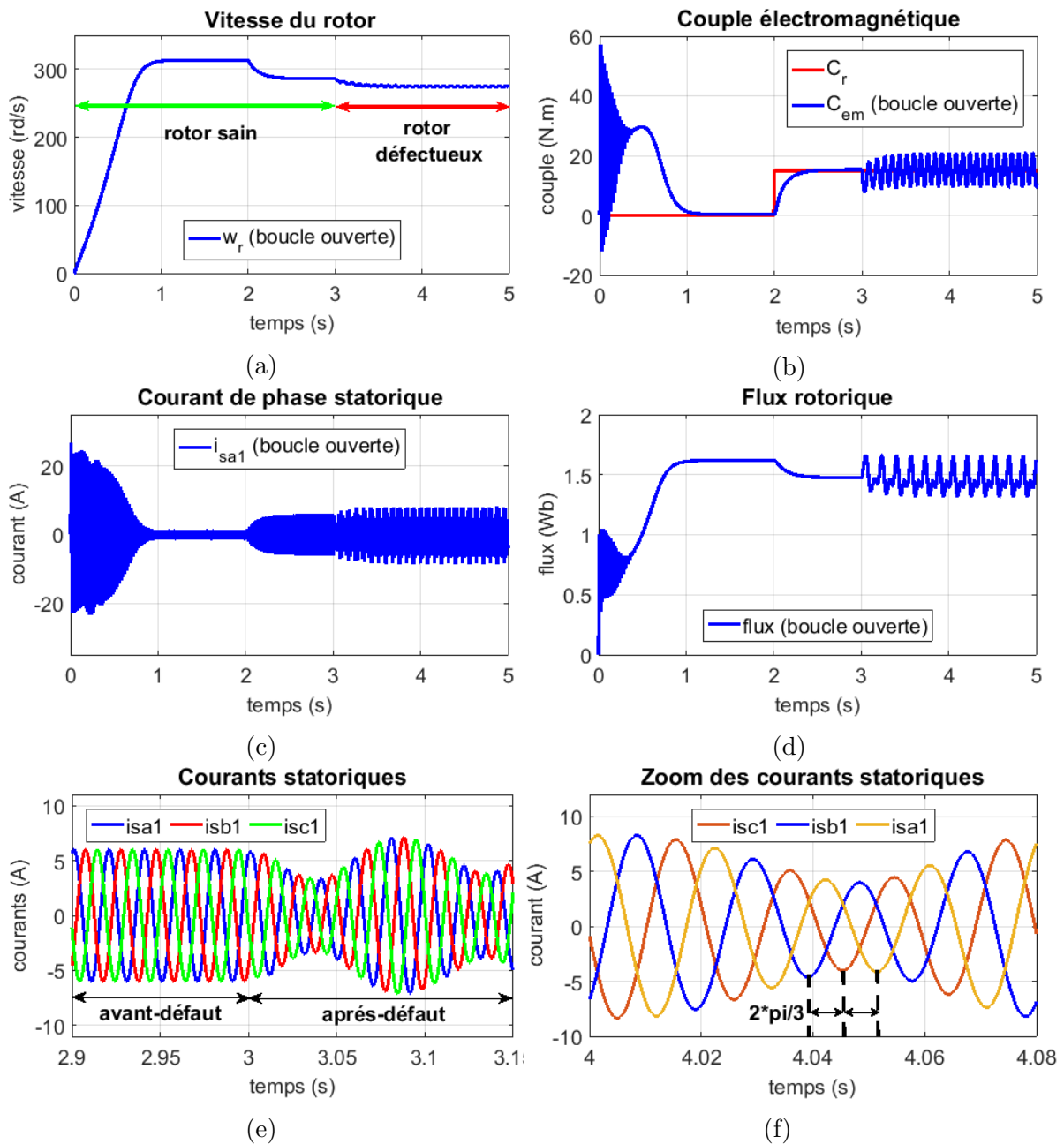


FIGURE 2.10 – Evolution de la courbe des paramètres, au démarrage, en charge et en cas de rupture de barres rotoriques.

D'après la figure 2.10, on remarque que le défaut apparaît après l'instant  $t = 3$  s où le circuit du rotor devient asymétrique, cela signifie que le rotor crée en plus du champ direct  $+\omega_s$ , un autre champ  $-\omega_s$  inverse, l'interaction de ces champs avec ceux résultant de l'enroulement du stator produit un couple électromagnétique de pulsation  $2\omega_s$  [97], par conséquent, la valeur instantanée du couple électromagnétique devient la somme d'une composante constante et d'une composante sinusoïdale inverse, ce qui provoque la réduction de la valeur moyenne du couple électromagnétique et produit

des oscillations périodiques sur le signal de vitesse et du couple comme indiqué sur les figure 2.10 (a) et figure 2.10 (b) respectivement. La figure 2.10 (c) présente le courant du premier stator où on peut observer une faible modulation de l'amplitude, la figure 2.10 (d) montre que le signal du flux est également affecté par des oscillations liées au défaut de CBR. Figure 2.10 (e) et figure 2.10 (f) montrent que les courants des phases statoriques sont toujours décalés de  $\frac{2\pi}{3}$ , mais des ondulations dans leurs amplitudes apparaissent avec l'apparition du défaut de CBR. Tous ces résultats confirment l'apparition du défaut de CBR [94]. Dans les enroulements d'une machine déséquilibrée, les harmoniques provoquent des bandes latérales à des fréquences spécifiques autour de la fréquence d'alimentation. Dans ce diagnostic, la transformée de Fourier rapide (TFR) est utilisée pour distinguer ces composantes fréquentielles à partir du spectre du courant statorique.

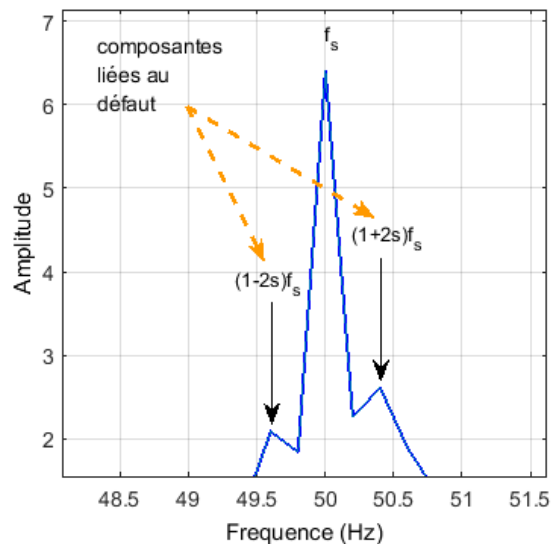


FIGURE 2.11 – TFR du courant statorique.

La figure 2.11 présente l'analyse spectrale du courant statorique en régime permanent en utilisant la transformée de Fourier rapide, la MADE fonctionne sous une charge nominale avec un glissement  $s = 0,4\%$ . Lorsque le défaut de cassure de barres se produit, les bandes latérales à la fréquence de  $(1 \pm 2s)f_s$  apparaissent autour de la fréquence d'alimentation [96]. Ce résultat est une signature fiable du défaut de cassure de barres. De plus, l'amplitude de ces harmoniques est une indication du degré de gravité du défaut.

### 2.5.3 Modélisation des défauts statoriques et rotoriques dans une MADE

#### 2.5.3.1 Harmoniques liées aux défauts de roulements

L'emplacement de la fréquence causée par le défaut de roulement dans le spectre de vibration peut être exprimé par l'équation suivante [84] :

$$f_o = \frac{N_b}{2} f_r \left( 1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta) \right) \quad (2.126)$$

Où :

$f_r$  est la fréquence mécanique du rotor,  $N_b$  est le nombre de boules,  $\beta$  est l'angle de contact entre la balle et le chemin du roulement,  $D_b$  est le diamètre de la bille (élément roulant) et  $D_c$  est le diamètre primitif comme montré dans la figure 2.12.

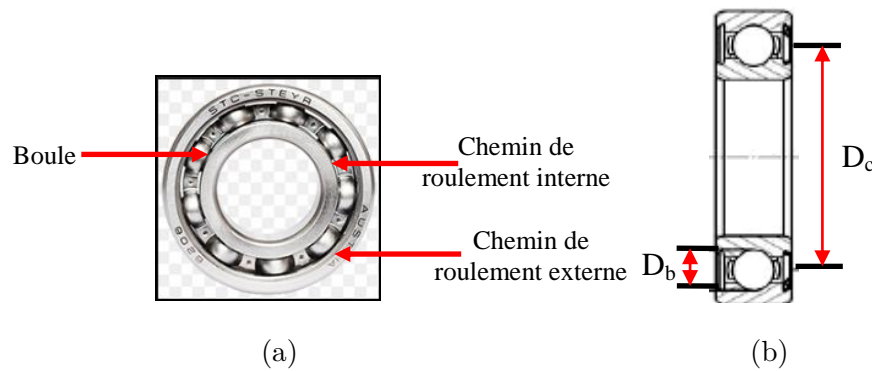


FIGURE 2.12 – Caractéristiques des roulements : (a) structure, (b) dimensions [84].

L'équation (2.126) est produite lorsque la balle passe sur la zone de défaut en produisant des impulsions dont leurs amplitudes dépendent du degré de gravité du défaut. Généralement,  $\beta$  est considéré nulle, dans ce cas, (2.126) sera simplifiée. Puisque le défaut provoque un changement dans l'excentricité de l'entrefer, sa fréquence caractéristique peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$f_R = f_s \pm m f_0 \quad (2.127)$$

Avec :

$m$  est un index = {1, 2, 3} désigne le numéro de l'harmonique générée par le défaut de roulement.

### 2.5.3.2 Harmoniques liées aux défauts statoriques

L'asymétrie magnétique du stator produit une composante de courant à séquence négative qui va entrer en interaction avec les courants du rotor pour produire un couple pulsé à double fréquence d'alimentation, ce qui produit un nouveau courant dans l'enroulement du stator, cette nouvelle composante harmonique est utilisée pour le diagnostic du défaut statorique [98]. Le défaut de CCES est l'un des défauts électriques critiques des moteurs à induction qui affecte la fiabilité de nombreuses applications industrielles. Figure 2.13 (a) schématise un défaut de CCES produit dans un enroulement statorique « B » défectueux présenté dans la figure 2.13 (b), la quantité  $\kappa = N_a/N_s$  représente le rapport entre les spires court-circuitées  $N_a$  et les spires totales  $N_s$  de la phase B.  $R$  représente la résistance des spires court-circuitées dans la bobine B. Les différentes valeurs de  $\kappa$  en % et  $R$  représentent les différents niveaux de gravité du défaut, ce degré de sévérité de la défaillance augmentera avec l'augmentation du  $\kappa$  en % [86].

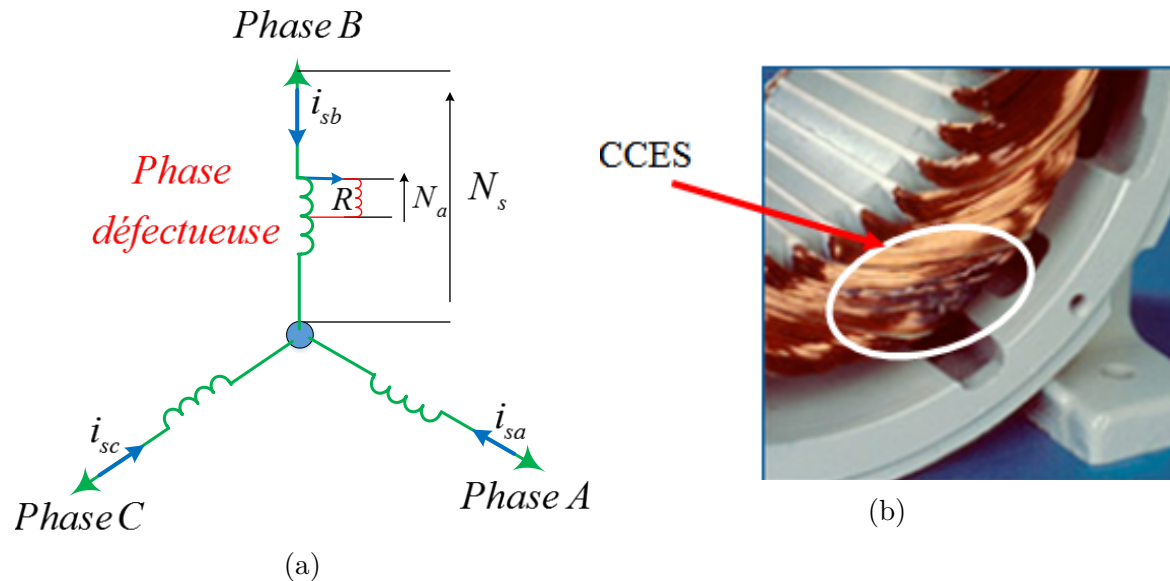


FIGURE 2.13 – Enroulement d'un stator avec un défaut de court circuit entre spires (CCES).

Dans une machine à induction, les fréquences produites par le défaut de CCES dans le courant statorique autour de la fréquence fondamentale sont donnés par [99] :

$$f_{CCES} = f_s[m(1-s)/p \pm k] \quad (2.128)$$

Où :

$f_s$  est la fréquence de la tension d'alimentation,  $m = 0, 1, 2$  est le numéro de l'harmonique générée par le défaut de CCES,  $k = 0, 1, 3, 5$  est l'ordre des harmoniques temporelles du stator,  $p$  est le nombre de paires de pôles et  $s$  est le glissement. L'équation (2.128) est très utilisée, à la fois, pour détecter le défaut et pour identifier son origine en tant que spires court-circuitées dans l'enroulement du stator [100].

### 2.5.3.3 Harmoniques liées aux défauts d'excentricités

L'excentricité est l'un des défauts les plus courants dans les machines à induction ; il est défini comme un entrefer non uniforme entre le stator et le rotor. En général, cela est dû à un désalignement, à une masse déséquilibrée, à des tolérances excessives, à des roulements mal placés et à une usure des roulements [101, 102]. Comme montre la figure 2.14, il existe trois types de défauts d'excentricité : l'excentricité statique (ES), l'excentricité dynamique (ED) et l'excentricité mixte (EM) [103]. En ES, la position de la longueur minimale de l'entrefer radial est fixée dans l'espace et l'axe du rotor ne coïncide pas avec l'alésage du stator, mais il s'aligne sur son propre arbre et le rotor tourne autour de son arbre. L'ED se produit lorsque l'axe du rotor n'est pas aligné avec son axe géométrique et que la position de l'entrefer minimum tourne avec le rotor. L'EM est une excentricité mixte de cas statiques et dynamiques [104, 105].

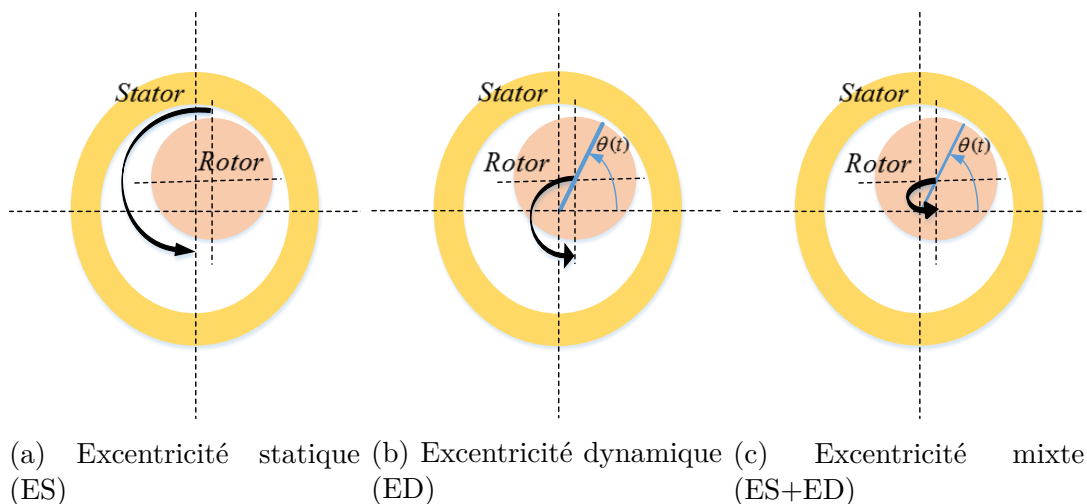


FIGURE 2.14 – Différents types du défaut d'excentricités [103].

Il existe plusieurs références dans la littérature concernant l'excentricité de l'entrefer dans les machines à induction. Nandi et al. dans la référence [106] ont proposé la détection de l'excentricité de l'entrefer dans les machines à induction par la mesure du

contenu harmonique dans le spectre du courant statorique. Les auteurs ont concentré principalement sur les bandes latérales de l'harmonique de fente du rotor. L'équation qui décrit de telles composantes dans le cas d'une excentricité dynamique et statique est donnée par [102] :

$$f_{exc} = \left( \frac{\lambda n_d \pm n_d}{p} (1 - s) \pm \mu \right) f_s \quad (2.129)$$

Où :

$s$  est le glissement,  $p$  est le nombre de paires de pôles,  $n_d = 0$  dans le cas d'une ES,  $n_d = 1, 2$  dans le cas d'une ED,  $\mu = 1, 2, 3, 5$  est l'ordre des harmoniques temporelles du stator et  $\lambda$  est le numéro de l'harmonique générée par le défaut d'excentricité. Si les excentricités statiques et dynamiques coexistent, les composantes spectrales peuvent être observées autour de la fondamentale, par la définition suivante :

$$f_{mix} = f_s - m f_r \quad (2.130)$$

Où :

$$f_r = \left( \frac{1 - s}{p} \right) f_s \quad (2.131)$$

Avec :

$f_s$  est la fréquence d'alimentation.

#### 2.5.3.4 Equations d'état de la MADE en présence de défauts statoriques et rotoriques

Dans cette section, un modèle défectueux de la MADE est établi en présence de défauts qui peuvent être de nature électriques ou mécaniques et qui apparaissent dans les différentes parties de la machine telle que le rotor, le stator et les roulements. Selon les recherches de [107, 108], la présence de ces défauts cause un déséquilibre dans la machine et produit des harmoniques dans les courants statoriques, de tel sorte que ces courants de ligne sont augmentés par des sinusoides comme le montrent (2.132) et

(2.133) :

$$\begin{cases} i_A \rightarrow i_A + A \sin(\omega_e(t) + \phi) \\ i_B \rightarrow i_B + A \cos(\omega_e(t) + \phi) \end{cases} \quad (2.132)$$

Où :

$$\omega_e(t) = 2\pi \int_0^t g_e(\tau) d\tau \quad (2.133)$$

Avec :

$g_e(\tau)$  est une fonction qui dépend du type de défaut. De même, dans l'absence d'asymétrie du stator ou du rotor, les deux composantes directe et quadratique du courant statorique sont augmentées aussi par une composante sinusoïdale de pulsation  $\omega_i = 2\pi f_i$  comme suit :

$$\begin{cases} i_{sd} \rightarrow i_{sd} + \sum_i^{n_f} A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \\ i_{sq} \rightarrow i_{sq} + \sum_i^{n_f} A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ i = 1, \dots, n_f \end{cases} \quad (2.134)$$

Où :

$n_f$  est le nombre de toutes les harmoniques générées par les défauts. L'amplitude  $A_i$  et la phase  $\phi_i$  sont des paramètres inconnues ; elles dépendent du degré de sévérité du défaut et décrits sont état initial.  $f_i$  représente la fréquence de l'harmonique, sa valeur est connue et varie selon le type de défaut. Afin d'éviter l'incertitude dans l'amplitude et la phase des harmoniques additives, les sinusoïdales générés par les défauts peuvent êtres représentés par l'équation d'état suivante (exo-système) :

$$\dot{z} = S \cdot z \quad (2.135)$$

Où :

$S$  est une matrice dynamique, ses éléments sont les fréquences des défauts qui sont les

seuls paramètres connus qui décrivent les défaillances, ils sont donnés par :

$$\begin{cases} S = \text{diag}(S_i) \\ S_i = \begin{bmatrix} 0 & \omega_i \\ -\omega_i & 0 \end{bmatrix} \\ i = 1, 2, \dots, n_f \end{cases} \quad (2.136)$$

Avec :

$$\begin{cases} [S] = 2n_f \times 2n_f \\ [z] = 2n_f \times 1 \end{cases}$$

La solution de l'exo-système présentée dans (2.135) nous permet de réécrire (2.134) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} i_{sd} \rightarrow i_{sd} + Q_d Z \\ i_{sq} \rightarrow i_{sq} + Q_q Z \end{cases} \quad (2.137)$$

Avec :

$$\begin{cases} Q_d = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 1 \ 0] \\ Q_q = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0 \ 1] \end{cases} \quad (2.138)$$

La dérivée temporelle de (2.137) est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd} = \frac{\partial}{\partial t} i_{sd} + Q_d \cdot S \cdot Z \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq} = \frac{\partial}{\partial t} i_{sq} + Q_q \cdot S \cdot Z \end{cases} \quad (2.139)$$

Après l'insertion des termes perturbateurs additifs  $Q_d Z$  et  $Q_q Z$  et leurs dérivées respectives  $Q_d \cdot S \cdot Z$  et  $Q_q \cdot S \cdot Z$  dans le modèle des courants de la MADE présenté en

(2.55), on obtient le modèle défectueux de la MADE dans le repère  $(d - q)$  :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = a_1 i_{sd1} + a_2 i_{sq1} + a_3 i_{sd2} + a_4 \varphi_r + b_1 v_{sd1} + b_2 v_{sd2} + V_{sd1}^F \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = -a_2 i_{sd1} + a_1 i_{sq1} + a_3 i_{sq2} - a_5 \varphi_r \omega_r + b_1 v_{sq1} + b_2 v_{sq2} + V_{sq1}^F \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = a_3 i_{sd1} + a_1 i_{sd2} + a_2 i_{sq2} + a_4 \varphi_r + b_2 v_{sd1} + b_1 v_{sd2} + V_{sd2}^F \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = a_3 i_{sq1} - a_2 i_{sd2} + a_1 i_{sq2} - a_5 \varphi_r \omega_r + b_2 v_{sq1} + b_1 v_{sq2} + V_{sq2}^F \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = a_6 i_{sd1} + a_6 i_{sd2} + a_7 \varphi_r \end{cases} \quad (2.140)$$

On peut mettre (2.140) sous la forme suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu + FV^F \quad (2.141)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & 0 & a_4 \\ -a_2 & a_1 & 0 & a_3 & -a_5 \omega_r \\ a_3 & 0 & a_1 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_3 & -a_2 & a_1 & -a_2 \omega_r \\ a_6 & 0 & a_6 & 0 & a_7 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & b_1 & b_2 & b_2 & 0 & 0 & 0 \\ b_2 & b_2 & b_1 & b_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad x = \begin{bmatrix} i_{sd1} \\ i_{sq1} \\ i_{sd2} \\ i_{sq2} \\ \varphi_r \end{bmatrix},$$

$$V^F = \begin{bmatrix} V_{sd1}^F \\ V_{sq1}^F \\ V_{sd2}^F \\ V_{sq2}^F \end{bmatrix} = \Gamma Z \quad \text{et} \quad F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

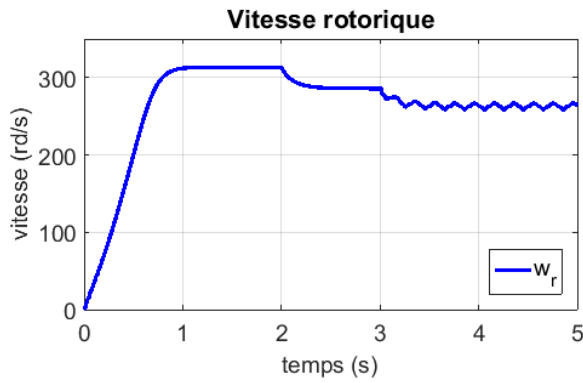
Où :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} (a_1 + a_3)Q_d + a_2 Q_q - Q_d S \\ (a_1 + a_3)Q_d + a_2 Q_q - Q_d S \\ (a_1 + a_3)Q_q - a_2 Q_d - Q_q S \\ (a_1 + a_3)Q_q - a_2 Q_d - Q_q S \end{bmatrix} \quad (2.142)$$

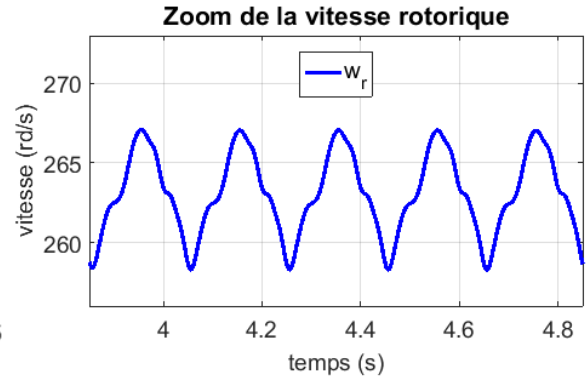
### 2.5.3.5 Résultats de simulation

Afin de simuler la modélisation des défauts basée sur l'addition des harmoniques liées aux défaillances qui peuvent apparaître dans les différentes parties de la MADE,

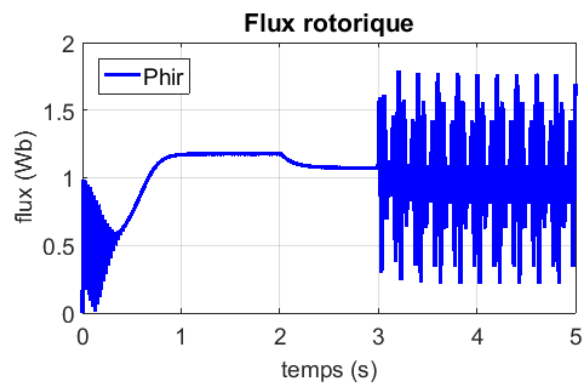
deux défauts ont été introduits dans la machine en cours de fonctionnement. La MADE démarre à vide, ensuite, un couple de charge nominal ( $15 \text{ N.m}$ ) est appliqué à l'instant  $t = 2 \text{ sec}$ , l'injection des défauts de roulements et de CCES dans le premier stator est effectué à l'instant  $t = 3 \text{ sec}$ .



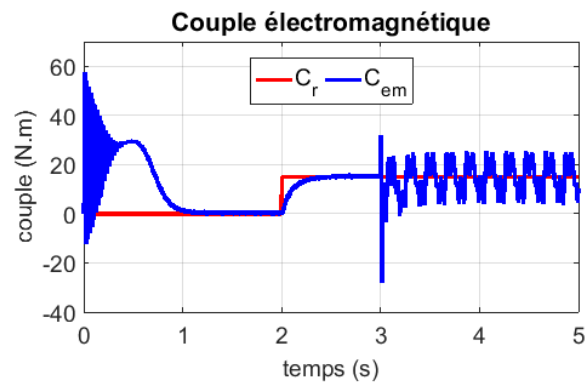
(a)



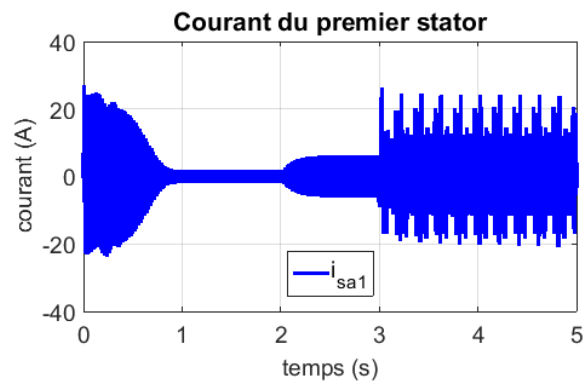
(b)



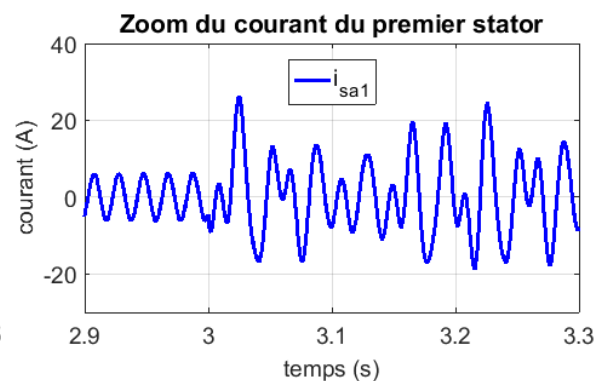
(c)



(d)



(e)



(f)

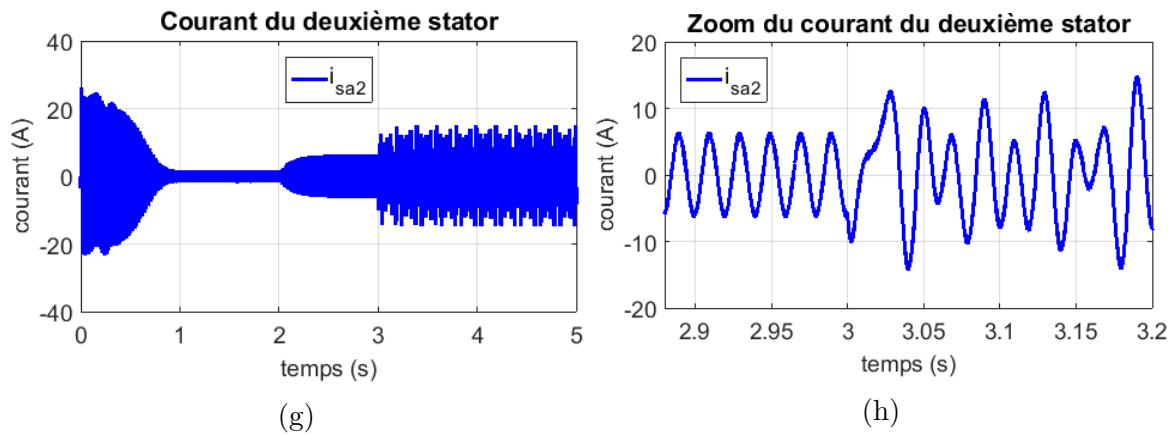


FIGURE 2.15 – Performances de la MADE en présence d'un défaut de CCES dans le premier stator et d'un défaut de roulement.

La figure 2.15 (a) montre que la vitesse atteint sa valeur nominale  $314 \text{ rd/s}$  après un régime transitoire d'une seconde, puis diminue d'environ  $28 \text{ rd/s}$  à l'instant de l'application de la charge. L'apparition des défauts provoque des ondulations périodiques de type pyramide dans le signal de la vitesse comme montre clairement le zoom de la vitesse à la figure 2.15 (b), mêmes remarques sur les réponses du flux et du couple électromagnétique présentées respectivement dans les figures 2.15 (c) et 2.15 (d), les ondulations du flux varient entre  $+0.25 \text{ Wb}$  et  $+1.75 \text{ Wb}$  et celles du couple entre  $+3 \text{ N.m}$  et  $+25 \text{ N.m}$ . la déformation du signal du courant dans le premier stator qui présente l'enceinte du défaut de CCES est illustrée au figures 2.15 (e) et 2.15 (f), le courant de phase a perdu son allure sinusoïdale à cause des harmoniques additives, il est périodique et présente des pics qui ne dépassent pas la valeur nominale. Selon la figure 2.15 (g), le courant du deuxième stator (étoile saine) est aussi infecté mais avec des amplitudes plus basses comme le prouve la figure 2.15 (h), ce qui explique la répartition des effets des défauts sur l'ensemble des phases statoriques de la MADE.

#### 2.5.4 Modélisation d'un défaut de PO

Il existe de nombreuses études dans la littérature consacrées à étudier le fonctionnement en phase ouverte pour les machines multiphasées ; [109] a proposé un nouveau modèle général d'analyse statique et dynamique d'une machine à induction à six phases. Ce modèle a été utilisé pour un maximum de trois phases de stator ouvertes en appliquant un repère rotatif commode avec les axes  $\alpha\beta$ , la modélisation proposée a permis de calculer le couple électromagnétique instantané et d'évaluer ses oscillations au cours du régime permanent. Les auteurs ont démontré que la perte d'au moins une phase

de stator produit des oscillations dans le couple électromagnétiques à une fréquence deux fois supérieure à celle du courant statorique avec une amplitude dépendante de la différence entre les composantes du courant sous l'espace  $\alpha\beta$ . [110] a présenté deux modèles de la machine asynchrone à cinq phase alimentée par un onduleur MLI, deux niveaux à cinq phase, le premier modèle destiné à l'état sain (Equations d'équilibre), dans la deuxième représentation d'état, les auteurs ont simulés un défaut de PO en admettant que le courant circulant dans la phase défectueuse égale à zéro et que la somme des tensions des phases statoriques saines n'est plus nulle, c'est-à-dire la machine devient asymétrique. Un modèle de machine à induction à neuf phases avec un défaut de phases ouverte a été développé et analysé dans [111]. Une modification a été apporté au modèle trouvé afin d'assurer un courant neutre nulle. Les équations de tension de la machine asynchrone à neuf phases avec une structure de stators équilibrée ont été donnés par :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{\partial}{\partial t} \{ [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{\partial}{\partial t} \{ [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s] \} \end{cases} \quad (2.143)$$

Où :

$[R_s]$ ,  $[R_r]$ ,  $[L_{ss}]$ ,  $[L_{sr}]$ ,  $[L_{rs}]$  et  $[L_{rr}]$  sont des matrices de dimension  $[9 \times 9]$ , incluant les paramètres de la machine.

Selon [111], lorsque la première phase est déconnectée, le modèle dynamique de la machine asynchrone à neuf phases devient comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [v_{s2} \ v_{s3} \ v_{s4} \ \cdots \ v_{s9}]^T \\ [I_s] = [i_{s2} \ i_{s3} \ i_{s4} \ \cdots \ i_{s9}]^T \\ [V_r] = [0 \ 0 \ 0 \ \cdots \ 0]^T \\ [I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3} \ \cdots \ i_{r9}]^T \end{cases} \quad (2.144)$$

Cependant, ce modèle repose sur des systèmes d'équations couplés non linéaires. Pour produire un modèle découplé, [109] a suggéré l'utilisation des matrices de transformation,  $[T1]$  et  $[T2]$ , qui vont êtres appliquées sur (2.143), pour obtenir la formulation

suivante :

$$\begin{cases} [T_1][V_s] = [T_1][R_s][T_1]^{-1} \cdot [T_1][I_s] + \frac{\partial}{\partial t} \{ [T_1][L_{ss}][T_1]^{-1} \cdot [T_1][I_s] + [T_1][L_{sr}][T_1]^{-1} \cdot [T_1][I_r] \} \\ [T_2][V_r] = [T_2][R_r][T_2]^{-1} \cdot [T_2][I_r] + \frac{\partial}{\partial t} \{ [T_2][L_{rr}][T_2]^{-1} \cdot [T_2][I_r] + [T_2][L_{rs}][T_2]^{-1} \cdot [T_2][I_s] \} \end{cases} \quad (2.145)$$

### 2.5.4.1 Création d'un défaut de PO dans une MADE

Dans cette section, la MADE est alimentées par deux onduleurs triphasés de source de tension MLI à deux niveaux pour les applications à vitesse variable, les performances élevées de la MADE exigent une fiabilité élevée de l'onduleur [112, 113], chaque onduleur possède trois phases (bras), un bras ayant deux interrupteurs de puissance qui sont des dispositifs d'alimentation à semi-conducteurs tels que des TBGI ou des transistors à effet de champ à structure métal-oxyde-semi-conducteur [113]. Ces dispositifs de puissance supportent jusqu'à 2 fois le courant nominal (surintensité limitée), ce qui implique que les défauts du réseau sont à l'origine des défauts de l'onduleur [114]. Statistiquement, 38% des défauts dans les convertisseurs de fréquence sont dus à la défaillance du dispositif d'alimentation [115, 116]. Il existe trois catégories de défauts d'onduleur : défaut de circuit ouvert, défaut de court-circuit et défaut intermittent [117]. Un défaut de court-circuit provoque une surintensité et provoque l'arrêt immédiat du système. Un défaut de circuit ouvert provoque des ondulations dans les signaux du couple et de la vitesse mais il ne provoque pas l'arrêt du système et il peut rester non détectable pendant un certain temps. Pour provoquer un défaut de PO dans un stator de la MADE, on va forcer le troisième bras d'un onduleur à un état ouvert c'est-à-dire  $S_3 = \bar{S}_3 = 0$ , comme montre la figure 2.16. Selon ce schéma, le courant  $i_c$  s'annule.

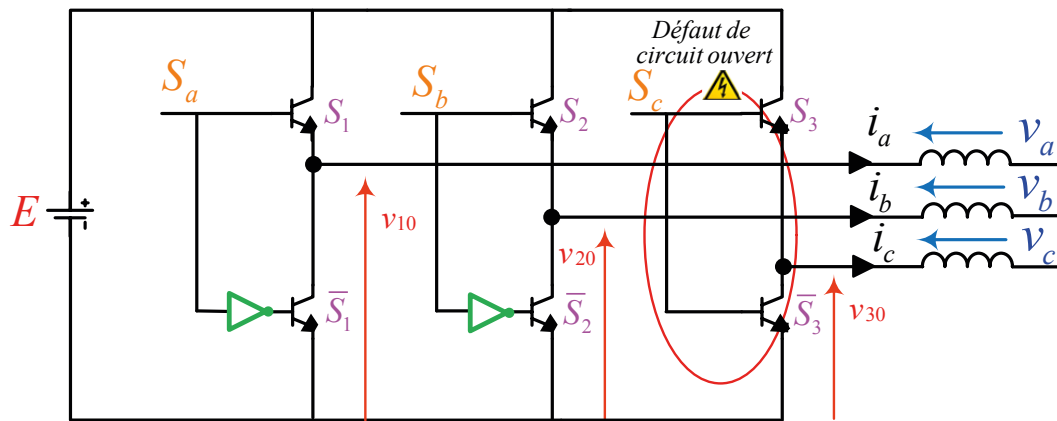
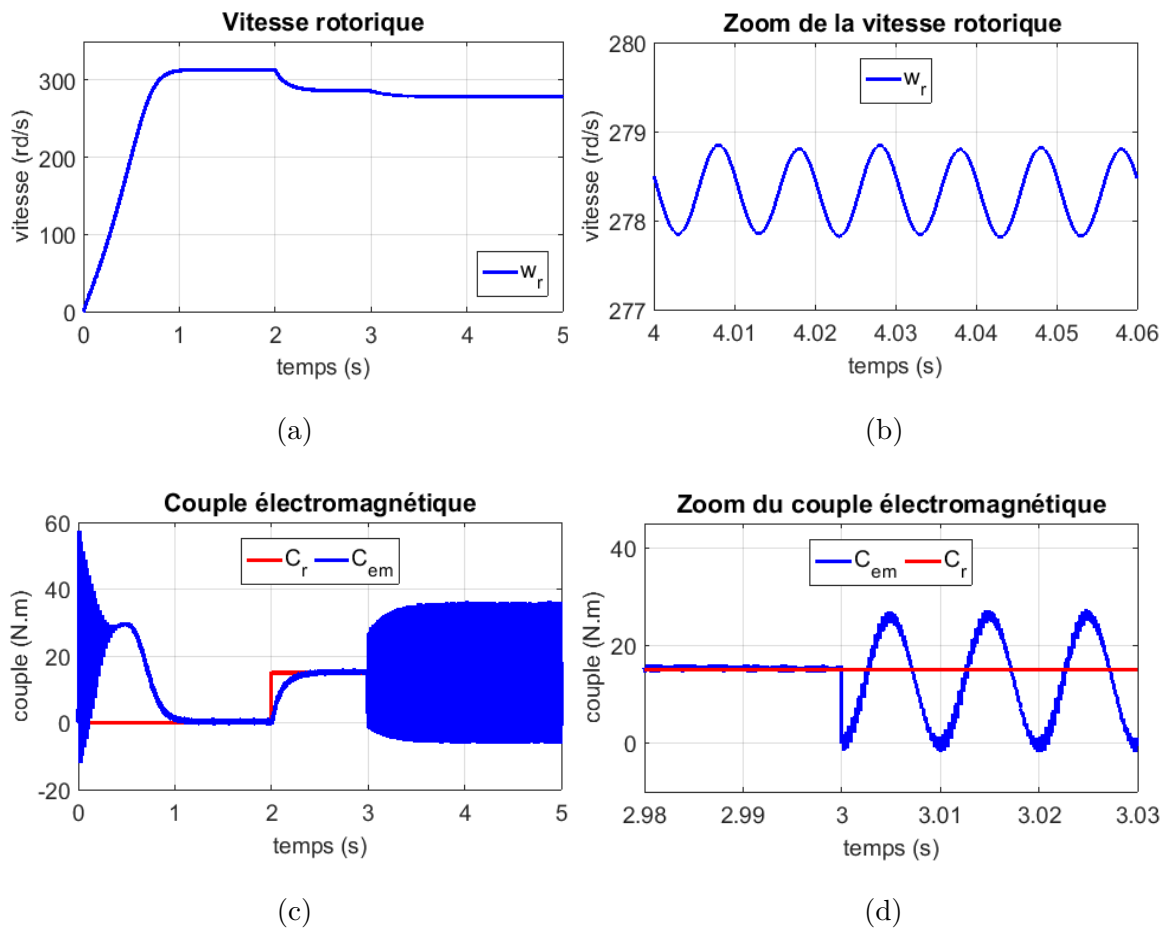


FIGURE 2.16 – Perte d'un bras d'onduleur (une phase ouverte)

### 2.5.4.2 Résultats de simulation

Les figures ci-dessous expriment le comportement de l'ensemble onduleur défectueux et la MADE, le 3<sup>ème</sup> bras de l'onduleur est déconnecté à l'instant  $t = 3s$ , la machine est toujours sous une charge nominale. Il est clairement démontré dans la figure 2.17 (a) et la figure 2.17 (b) que juste après l'apparition du défaut d'onduleur, la vitesse présente des oscillations périodiques de type sinusoïdales.



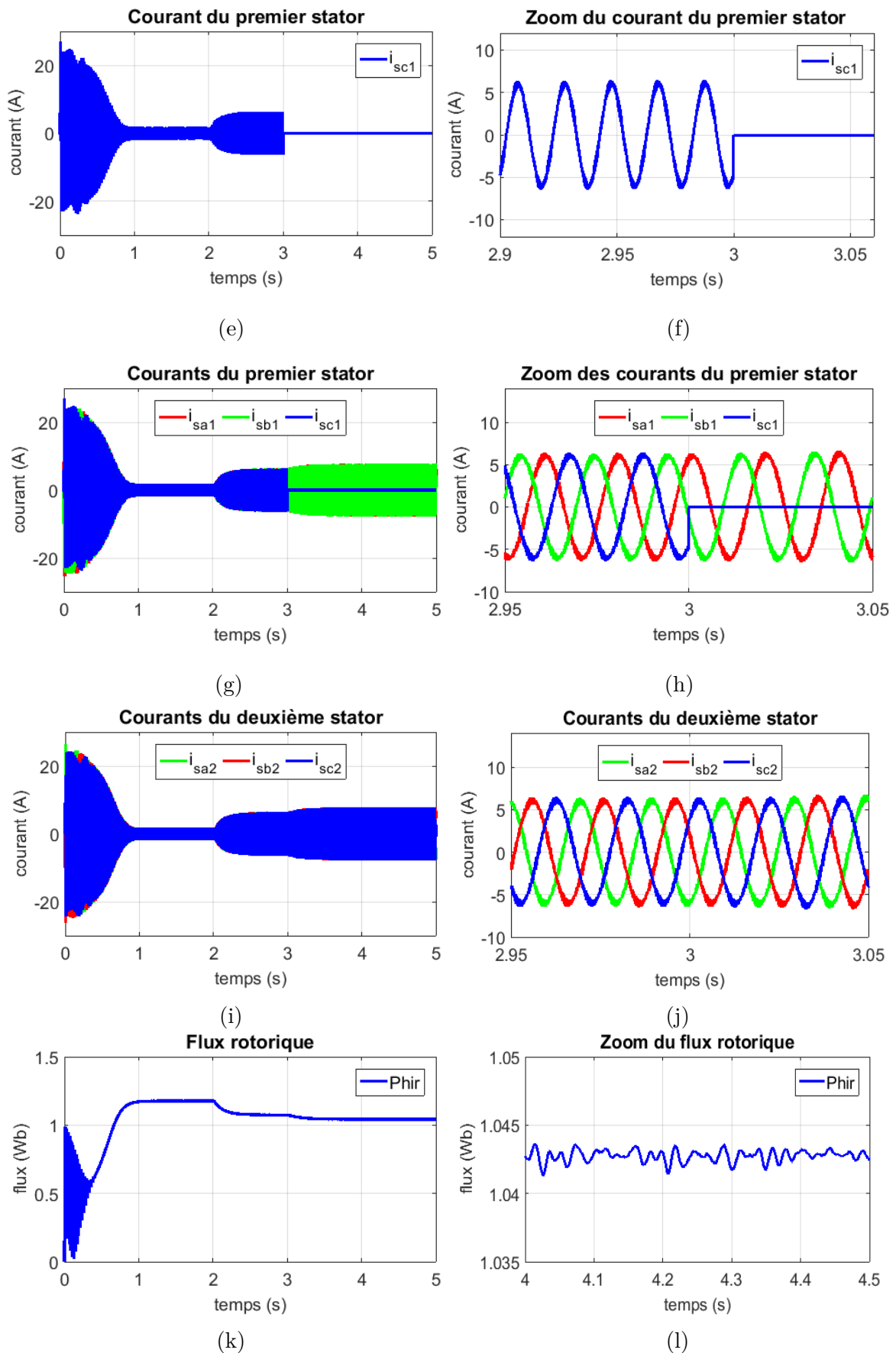


FIGURE 2.17 – Performance de la MADE avec un défaut de PO au niveau du premier stator.

La figure 2.17 (c) confirme les travaux de [110], les ondulations du couple existent et présentent des pics qui varient entre  $0 N.m$  et  $+27 N.m$  en régime permanent comme le montre clairement la figure 2.17 (d). La perte des deux interrupteurs du 3<sup>ème</sup> bras de l'onduleur entraîne immédiatement la déconnection de la troisième phase du premier stator, par conséquent, le courant de ligne  $i_{sc1}$  s'annule après  $t = 3s$ , comme l'indiquent les figures 2.17 (e) et 2.17 (f), pour les autres courants des cinq enroulements statoriques saines, il y a une très légère augmentation dans leurs amplitudes, mais leurs signaux restent sinusoïdaux comme l'indiquent les figures 2.17 (g), 2.17 (h), 2.17 (i) et 2.17 (j), cette robustesse est due à la propriété de tolérance au défaut de phases ouvertes que possèdent la plupart des machines multiphasées. Enfin, pour le flux rotorique ploté à la figure 2.17 (k), on observe de très faibles oscillations durant le fonctionnement défectueux comme le montre le zoom à la figure 2.17 (l).

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la MADE à l'état sain et à l'état défectueux ainsi que son alimentation électrique présentée par deux onduleurs de tension triphasés avec une stratégie de commande MLI. Pour l'état sain de la MADE, on a simplifié le modèle naturel  $(abc)$  de la MADE par une transformation vers le repère biphasé en utilisant la matrice de Park, par conséquent nous avons développé deux modèles d'état pour la MADE dans le repère  $(d, q)$  généralisé ; un modèle des flux et un modèle des courants. La dernière représentation est très utile dans le développement des commandes tolérantes aux défauts et des observateurs non-linéaires. Pour l'état défectueux de la MADE, toutes les modélisations sont aussi faites dans le repère  $(d, q)$ , le modèle de la machine en présence du défaut de CBR à été élaboré en introduisant les composantes homopolaires dans la représentation d'état après l'augmentation de la résistance d'une phase rotorique. Dans ce chapitre nous avons aussi défini d'autres défauts qui peuvent apparaissent dans les autres parties de la MADE tel que le stator et les roulements, nous avons aussi défini leur causes et leur taux d'apparition. Pour injecter ces défauts dans la MADE, on a ajouté leurs harmoniques descriptives, à la dynamique des courants statoriques. En ce qui concerne la modélisation d'un défaut de PO, on a simulé la perte d'un bras d'onduleur en forçant ses deux interrupteurs à l'état ouvert. Toutes ces modélisations sont simulées sous MATLAB/Simulink afin



d'inspecter les performances de la MADE en fonctionnement poste défauts. Certains de ces modélisations vont être exploités dans les deux chapitres suivants pour élaborer des commandes tolérantes aux défauts passives et actives.

# Chapitre3

## Commande tolérante aux défauts passive de la MADE

### Contents

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>85</b>
<b>3.2</b>	<b>CTDP de la MADE en Présence d'un Défaut de PO . . .</b>	<b>85</b>
<b>3.3</b>	<b>CTDP de la MADE en Présence d'un Défaut de CBR . .</b>	<b>98</b>
<b>3.4</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>119</b>

---

### 3.1 Introduction

**C**E chapitre propose une CTD passive basée sur la commande par backstepping (CB) robuste (CTDB). Ce type d'approche ne nécessite ni un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni un bloc de reconfiguration ou de restructuration de la loi de commande. L'inconvénient de cette technique réside dans le fait que sa capacité de tolérance reste restreinte pour quelques défauts. L'approche de la commande par backstepping appliquée à la machine asynchrone, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. La CB a été appliqué avec succès aux moteurs à induction triphasés [118], aux moteurs à induction à cinq phases [119] et aux moteurs à induction à six phases [120], tous ces travaux ont été validés par des résultats expérimentaux. Cette structure de contrôle peut assurer une stabilité globale en boucle fermée même en présence des paramètres incertains (défauts). La CB est capable de stabiliser les états d'un système grâce à un processus récursif pas à pas qui atténue la complexité du schéma de contrôle et assure la stabilité du système en boucle fermée conformément à la théorie de Lyapunov [73, 121, 122]. La CB garantit non seulement des performances élevées en régime transitoire et permanent, mais offre également une excellente stabilité en boucle fermée et un bon suivi de références, même dans un état de fonctionnement critique (faible vitesse) [123]. La seule difficulté de la CB est de développer une fonction de Lyapunov appropriée au système. Le premier objectif de ce chapitre est de développer une CTDB pour une MADE avec un défaut de PO, le deuxième objectif est de développer une CTDB pour une MADE avec un défaut de CBR. L'efficacité et la robustesse de la CTDB sont démontrées par des résultats de simulations accompagnées d'une étude comparative avec la CMG développée sur des machines multiphasées [124-127] et avec la CV classique basée sur des régulateurs PI (Proportionnels-Intégrales).

### 3.2 CTDP de la MADE en Présence d'un Défaut de PO

Le premier objectif de la CTDB est de conserver des performances acceptables de la MADE en présence d'un défaut de PO au niveau du premier stator causé par la perte du troisième bras de l'onduleur de tension triphasé MLI qui alimente la première étoile.

### 3.2.1 CTDB de la MADE avec un défaut de PO

Pour simuler une phase ouverte dans une MADE, on prend le modèle défectueux de l'onduler présenté dans la figure 2.16, la perte du troisième bras de l'onduleur de tension triphasé provoque immédiatement la déconnection de la troisième phase du premier stator, donc on conserve le modèle dynamique sain de la MADE développé dans le chapitre 2 et en appliquant seulement l'orientation du flux rotorique exprimé par  $\varphi_{rq} = \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} = 0$  pour obtenir un modèle « léger », afin de simplifier l'établissement de la loi de la CTD basée sur la stratégie de backstepping, les équations d'état de la MADE dans ce cas sont données par :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} [v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r \omega_{gl})] \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} [v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r)] \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} [v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r \omega_{gl})] \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} [v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r)] \\ \frac{\partial}{\partial t} \omega_r = \frac{1}{J} \left[ p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - p C_r - K_f \omega_r \right] \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \end{cases} \quad (3.1)$$

La CTDB établit la loi globale de la commande en plusieurs étapes. La commande intermédiaire (commande virtuelle) fournie par chaque sous-système sert de signal de référence pour l'étape suivante jusqu'à l'achèvement de la conception de la commande finale (commande réelle), la fonction globale de Lyapunov associée étant la somme de toutes les fonctions de Lyapunov adaptées à chaque étape. L'algorithme de la CTDB pour une MADE avec une phase déconnecté est effectué en deux étapes consécutives [73, 128-130] :

#### Etape 1 : Commande du flux et de la vitesse (commande virtuelle)

Cette étape force le flux  $\varphi_r$  et la vitesse  $\omega_r$  de suivre leurs valeurs désirées  $\varphi_r^*$  et  $\omega_r^*$ , respectivement par la minimisation de leurs erreurs  $Z_1$  et  $Z_2$ , ce qui signifie de trouver la commande virtuelle qui garantit cette convergence. Les erreurs de suivi du flux et

de la vitesse sont données par :

$$\begin{cases} Z_1 = \omega_r^* - \omega_r \\ Z_2 = \varphi_r^* - \varphi_r \end{cases} \quad (3.2)$$

La dérivation de (3.2), nous donne :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \\ \dot{Z}_2 = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \end{cases} \quad (3.3)$$

En utilisant (3.1), (3.3) devient :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ \dot{Z}_2 = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \end{cases} \quad (3.4)$$

La première fonction candidate de Lyapunov adaptée aux erreurs de flux et de vitesse du rotor est définie par :

$$V_1 = \frac{1}{2} (Z_1^2 + Z_2^2) \quad (3.5)$$

La dérivée de (3.5), par rapport au temps est :

$$\dot{V}_1 = Z_1 \dot{Z}_1 + Z_2 \dot{Z}_2 \quad (3.6)$$

Pour atteindre la stabilité selon la théorie de Lyapunov, la dérivée de  $V_1$  doit être définie négative, dans ce cas, nous prenons :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 \\ \dot{Z}_2 = -K_2 Z_2 \end{cases} \quad (3.7)$$

En remplaçant (3.7) dans (3.6), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -K_1 Z_1^2 - K_2 Z_2^2 \quad (3.8)$$

$\dot{V}_1 < 0$  est vérifiée,  $\forall K_1, K_2 > 0$ , par conséquent, les valeurs de (3.7) assurent la stabilité du sous-système en boucle fermée. En assimilant (3.4) avec (3.7), nous obtenons :

$$\begin{cases} -K_1 Z_1 = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ -K_2 Z_2 = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m+L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m+L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \end{cases} \quad (3.9)$$

Posant :

$$\begin{cases} i_{sd1} + i_{sd2} = i_{sd}^* \\ i_{sq1} + i_{sq2} = i_{sq}^* \end{cases} \quad (3.10)$$

Et assumant que :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} \end{cases} \quad (3.11)$$

En substituant (3.10) dans (3.9), nous obtenons :

$$\begin{cases} -K_1 Z_1 = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m+L_r} \varphi_r i_{sq}^* + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r \\ -K_2 Z_2 = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m+L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m+L_r} i_{sd}^* \end{cases} \quad (3.12)$$

Finalement, les éléments de la commande virtuelle sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \frac{J(L_m+L_r)}{p^2 L_m \varphi_r} \left[ \dot{\omega}_r^* + C_r \frac{p}{J} + \frac{K_f}{J} \omega_r + K_1 Z_1 \right] \\ i_{sd}^* = \frac{(L_m+L_r)}{L_m R_r} \left[ \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m+L_r} \varphi_r + K_2 Z_2 \right] \end{cases} \quad (3.13)$$

### Etape 2 : commande des courants (commande réelle)

Cette étape établit la loi de commande en forçant les courants  $i_{sd1}, i_{sq1}, i_{sd2}, i_{sq2}$  résultant de la première étape à atteindre leurs références souhaitées  $i_{sd1}^*, i_{sq1}^*, i_{sd2}^*, i_{sq2}^*$ , respectivement ; cet objectif nécessite l'identification de quatre nouvelles erreurs. Les

erreurs de suivi des courants sont :

$$\begin{cases} Z_3 = i_{sd1}^* - i_{sd1} \\ Z_4 = i_{sd2}^* - i_{sd2} \\ Z_5 = i_{sq1}^* - i_{sq1} \\ Z_6 = i_{sq2}^* - i_{sq2} \end{cases} \quad (3.14)$$

La dérivée de (3.14), est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{Z}_3 = \dot{i}_{sd1}^* - \dot{i}_{sd1} \\ \dot{Z}_4 = \dot{i}_{sd2}^* - \dot{i}_{sd2} \\ \dot{Z}_5 = \dot{i}_{sq1}^* - \dot{i}_{sq1} \\ \dot{Z}_6 = \dot{i}_{sq2}^* - \dot{i}_{sq2} \end{cases} \quad (3.15)$$

En substituant les dérivées de courants présentées dans (3.1), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{Z}_3 = \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r \omega_{gl})] \\ \dot{Z}_4 = \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r \omega_{gl})] \\ \dot{Z}_5 = \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1}^* - \frac{1}{L_{s1}} [v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r)] \\ \dot{Z}_6 = \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2}^* - \frac{1}{L_{s2}} [v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r)] \end{cases} \quad (3.16)$$

Nous remarquons que les variables de la commande réelle  $v_{sd1}, v_{sq1}, v_{sd2}$  et  $v_{sq2}$  sont apparues dans (3.16), par conséquent, la fonction augmentée de Lyapunov  $V_2$  est définie par :

$$V_2 = \frac{1}{2} (Z_1^2 + Z_2^2 + Z_3^2 + Z_4^2 + Z_5^2 + Z_6^2) \quad (3.17)$$

Nous prenons note, que le choix de  $V_2$  est fait de manière à permettre d'atteindre la loi de contrôle globale. La dérivée temporelle correspondante de la fonction définie positive  $V_2$  est :

$$\dot{V}_2 = -K_1 Z_1^2 - K_2 Z_2^2 + Z_3 \dot{Z}_3 + Z_4 \dot{Z}_4 + Z_5 \dot{Z}_5 + Z_6 \dot{Z}_6 \quad (3.18)$$

Pour satisfaire le théorème de stabilité de Lyapunov, nous choisissons :

$$\begin{cases} \dot{Z}_3 = -K_3 Z_3 \\ \dot{Z}_4 = -K_4 Z_4 \\ \dot{Z}_5 = -K_5 Z_5 \\ \dot{Z}_6 = -K_6 Z_6 \end{cases} \quad (3.19)$$

La dérivée de la fonction globale de Lyapunov est définie négative. Enfin, en mettant l'équivalence entre (3.16) et (3.19), nous trouvons le contrôle réel représenté par les tensions statorique suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd1} = L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1}^* + R_{s1} i_{sd1} - \omega_s (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r \omega_{gl}) + K_3 Z_3 \\ v_{sd2} = L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2}^* + R_{s2} i_{sd2} - \omega_s (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r \omega_{gl}) + K_4 Z_4 \\ v_{sq1} = L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1}^* + R_{s1} i_{sq1} + \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r) + K_5 Z_5 \\ v_{sq2} = L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2}^* + R_{s2} i_{sq2} + \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r) + K_6 Z_6 \end{cases} \quad (3.20)$$

### 3.2.2 Commande vectorielle de la MADE avec un défaut de PO

Cette technique de contrôle consiste à réaliser le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique comme dans les machines à courant continu en préservant la composante en quadrature du flux nul et la composante directe du flux égal à la valeur de référence, donc, on a l'équation suivante [69, 131] :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r^* \\ \varphi_{rq} = 0, \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

Puisque le rotor est court-circuité, on a :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rd} - \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{\partial}{\partial t} \varphi_{rq} + \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (3.22)$$

Où :

$\omega_{gl}$  est la pulsation de glissement.

A partir de (2.41), on peut exprimer le flux rotorique en fonction des courants stato-

riques :

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r + L_m} [\varphi_{rq} - L_m(i_{sq1} + i_{sq2})] \quad (3.23)$$

En appliquant (3.21) sur (3.23), on obtient :

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \quad (3.24)$$

En appliquant (3.21) sur (3.22), on obtient la relation qui lie la composante quadratique du courant rotorique avec le flux de référence et le glissement :

$$i_{rq} = \frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (3.25)$$

En utilisant (3.24) et (3.25), on trouve l'expression de la pulsation de glissement en fonction de  $\varphi_r^*$  et de  $(i_{sq1}^* + i_{sq2}^*)$  :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \varphi_r^*} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \quad \varphi_r^* \neq 0 \quad (3.26)$$

En appliquant (3.21) sur (2.52), on obtient la nouvelle formule du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \varphi_r^* (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \quad (3.27)$$

On pose :

$$\begin{cases} i_{sq1}^* + i_{sq2}^* = i_{sq}^* \\ i_{sd1}^* + i_{sd2}^* = i_{sd}^* \end{cases} \quad (3.28)$$

Et on suppose que :

$$\begin{cases} i_{sq1}^* = i_{sq2}^* \\ i_{sd1}^* = i_{sd2}^* \end{cases} \quad (3.29)$$

Après avoir effectué le découplage entre les composantes quadratiques des courants statoriques et le flux de référence dans l'expression du couple électromagnétique présentée

dans (3.27), les valeurs de référence des tensions statoriques sont données comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = v_{sd1} - v_{sd1c} \\ v_{sq1}^* = v_{sq1} + v_{sq1c} \\ v_{sd2}^* = v_{sd2} - v_{sd2c} \\ v_{sq2}^* = v_{sq2} + v_{sq2c} \end{cases} \quad (3.30)$$

Avec

$$\begin{cases} v_{sd1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sq1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r^*) \\ v_{sd2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sq2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (3.31)$$

Et :

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} \\ v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} \\ v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} \\ v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} \end{cases} \quad (3.32)$$

Pour un découplage parfait, des régulateurs PI sont ajoutés pour ajuster les courants statoriques. Les sorties de ces boucles de commande présentent les tensions statoriques présentées dans (3.32). Dans les deux schémas de contrôle, nous avons utilisé une méthode directe d'orientation du flux rotorique qui nécessite un estimateur de flux.

### 3.2.3 Estimateur de flux

A partir de (2.39), on peut exprimer le flux estimé par :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} \hat{\varphi}_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_{gl} \hat{\varphi}_{rq} \\ \frac{\partial}{\partial t} \hat{\varphi}_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_{gl} \hat{\varphi}_{rd} \end{cases} \quad (3.33)$$

En utilisant les deux équations du flux rotorique présentée dans (2.41), les composantes directe et quadratique du courant rotorique peuvent être exprimées comme suit :

$$i_{rd} = \frac{1}{(L_r + L_m)} [\hat{\varphi}_{rd} - L_m(i_{sd1} + i_{sd2})] \quad (3.34)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{(L_r + L_m)} [\hat{\varphi}_{rq} - L_m(i_{sq1} + i_{sq2})] \quad (3.35)$$

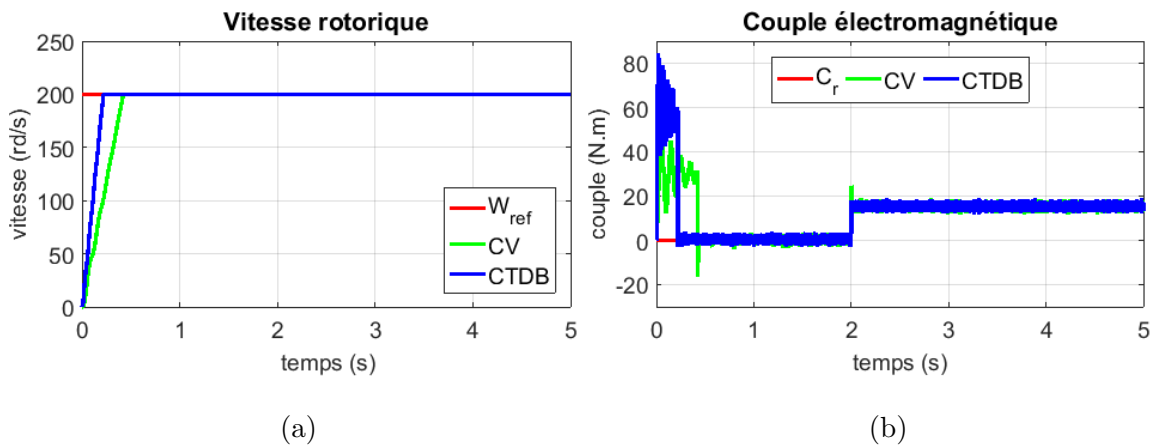
En remplaçant (3.34) et (3.35) dans (3.33), on obtient les équations différentielles des composantes directe et quadratique du flux estimé :

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial t} \hat{\varphi}_{rd} = \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \hat{\varphi}_{rd} - \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m)} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \omega_{gl} \hat{\varphi}_{rq} \\ \frac{\partial}{\partial t} \hat{\varphi}_{rq} = \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \hat{\varphi}_{rq} - \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m)} (i_{sq1} + i_{sq2}) + \omega_{gl} \hat{\varphi}_{rd} \end{cases} \quad (3.36)$$

### 3.2.4 Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité et la robustesse de la CTDB proposée par rapport à la CV en cas de dysfonctionnement, un défaut de PO a été introduit dans la MADE afin d'analyser les réponses des deux commandes. La MADE est alimentée par deux onduleurs MLI. La vitesse de référence est fixée à  $200 \text{ rd/s}$ . La MADE démarre en mode équilibré, un couple de charge nominale ( $15 \text{ N.m}$ ) est appliqué à l'instant  $t = 2 \text{ sec}$  suivi d'une simulation d'un défaut de PO au niveau du premier stator à l'instant  $t = 3 \text{ sec}$ .

#### 3.2.4.1 Etat sain



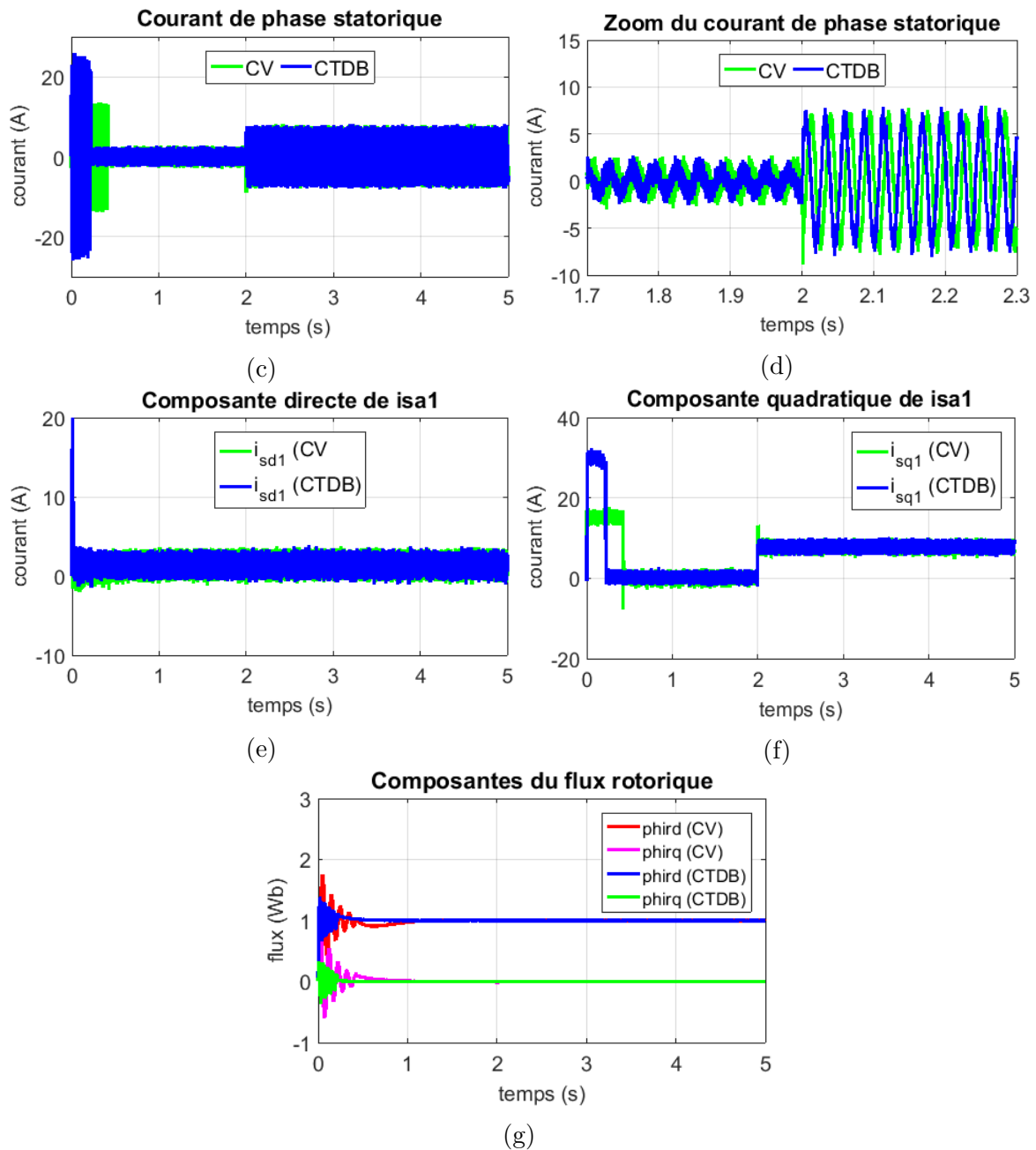


FIGURE 3.1 – Performances de la CV et de la CTDB dans le cas d'un fonctionnement sain de la MADE.

La figure 3.1 montre les performances de la MADE en régime transitoire et permanent à l'état sain (onduleur sain) contrôlée par la CV basée sur des régulateurs PI et la CTDB basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. La figure 3.1 (a) montre la réponse de la vitesse rotorique pour les deux méthodes de contrôle; selon les deux signaux, la vitesse suit sa référence avec un dépassement négligeable et sans oscillations, mais il est clairement démontré que la CTDB a une réponse plus rapide que la CV et impose un court régime transitoire avec un temps de réponse égal à 0,35 sec, tandis que pour

la CV, le temps de réponse est égal à 0,42 sec, la CTDB offre également une meilleure stabilité avec une erreur statique faible. Aucune ondulation dans les signaux du couple électromagnétique, comme illustré à la figure 3.1 (b) ce qui prouve que les deux schémas de contrôle sont capables de surmonter la réjection du couple de charge externe. Au démarrage, le couple électromagnétique présente des oscillations et un pic de 55  $N.m$  et 84  $N.m$  pour la CV et la CTDB, respectivement. Après le régime transitoire, le couple électromagnétique compense les pertes par frottement et le couple résistant. La figure 3.1 (c) et la figure 3.1 (d) montrent le comportement des deux courants de phase statoriques avec les deux stratégies de commande, à vide et en charge, ils ont la même amplitude, leur forme est sinusoïdale, légèrement affectée par les fréquences de commutations de l'onduleur. Les composantes direct et quadratique du courant statorique présentées dans la figure 3.1 (e) et la figure 3.1 (f) reflètent l'évolution temporelle du flux rotorique et du couple électromagnétique, respectivement. La figure 3.1 (g) indique que chaque méthode de contrôle est appropriée pour diriger le flux vers la référence souhaitée, mais la CTDB assure une réponse dynamique plus rapide que la CV. Les résultats obtenus dans l'état pré-défaut récapitulent et reflètent la dynamique rapide de la CTDB par rapport à la CV. Afin de confirmer la supériorité de l'algorithme de la CTDB sur celui de la CV, différents indicateurs sont rapportés dans le tableau 3.1 : dépassement de pic, l'intégrale de l'erreur absolue ( $IEA = \int |e| dt$ ), l'intégrale du carré de l'erreur ( $ICE = \int |e|^2 dt$ ) et l'intégrale du produit entre le temps et l'erreur absolue ( $ITEA = \int t |e| dt$ ) [121, 122, 132].

Stratégie de commande	Dépassement (%)	IEA	ICE	ITEA
CV	0,45	82,06.10 <sup>-3</sup>	35,55.10 <sup>-4</sup>	0,33
CTDB	0,08	43,84.10 <sup>-5</sup>	3,33.10 <sup>-7</sup>	11,21.10 <sup>-4</sup>

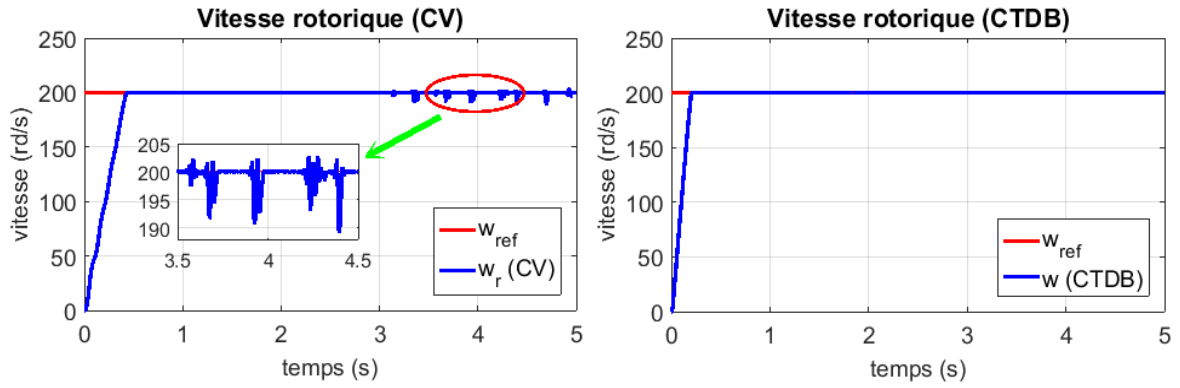
TABLE 3.1 – Indicateurs de performance de la CV et de la CTDB pour une MADE à l'état sain.

Les résultats du tableau 3.1 indiquent clairement la supériorité totale de la CTDB par rapport à la CV pour la commande de la MADE à l'état sain.

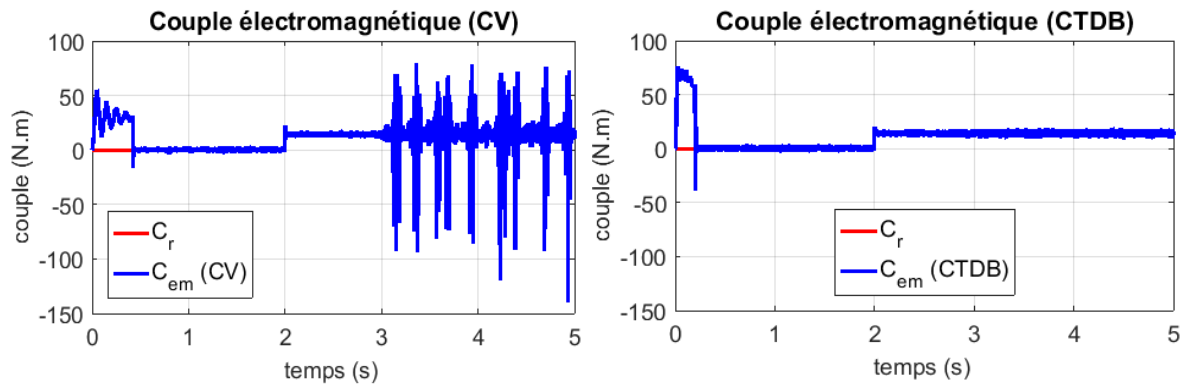
### 3.2.4.2 Etat défectueux

La troisième phase est déconnectée à l'instant  $t = 3sec$ , ce défaut est immédiatement détecté. Les performances de la MADE pendant le fonctionnement post-défaut

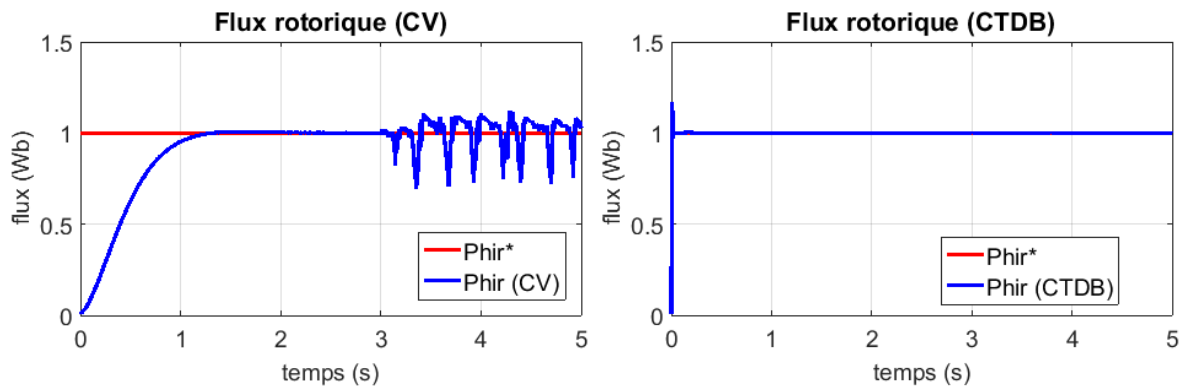
sont illustrées à la figure 3.2. La machine est entraînée à  $200 \text{ rd/s}$  avant et après l'apparition du défaut avec un couple de charge constant nominal de  $15 \text{ N.m}$ .



(a)



(b)



(c)

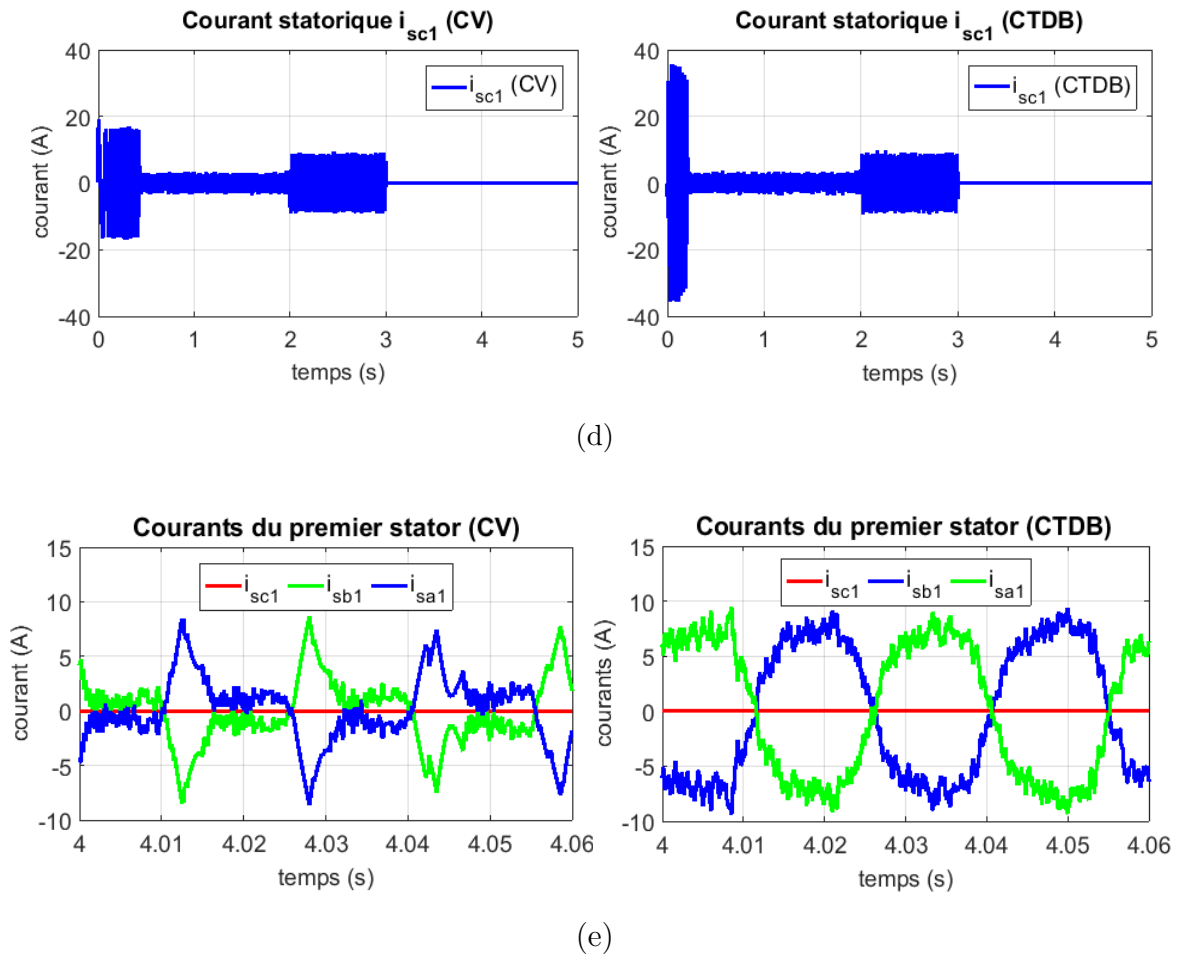


FIGURE 3.2 – Performances de la CV et de la CTDB dans le cas d'un défaut de PO dans la MADE.

Il est important de noter la dégradation de suivi de la vitesse avec la CV en régime permanent après l'apparition du défaut. Cependant, lors de l'utilisation de la CTDB proposée, les oscillations de la vitesse rotorique disparaissent comme le montre la figure 3.2 (a). Sur la figure 3.2 (b), des ondulations importantes du couple électromagnétique peuvent être observées avec la CV où l'ondulation positive maximale atteint  $+80 N.m$  et l'ondulation négative maximale atteint  $-140 N.m$ , par contre, la CTDB réduit considérablement les oscillations du couple. Nous mentionnons que la magnitude de l'ondulation du couple est également affectée par la fréquence de commutation provoquée par les deux onduleurs de tension triphasés. La figure 3.2 (c) prouve que la CTDB est capable de conduire le flux rotorique à sa valeur de référence, même sous un défaut de PO. Par contre, la réponse du flux avec la CV présente des ondulations après  $t = 3sec$ . Dans la figure 3.2 (d), une ligne horizontale est clairement observée avec les deux contrôleurs puisque le courant  $i_{sc1}$  de la phase déconnectée est égal à zéro. Après

l'occurrence du défaut, les courants des deux phases saines restent symétriques ; Ils ont les mêmes amplitudes mais de sens inverse comme le montre la figure 3.2 (e). Ces résultats de simulation permettent de constater que la CTDB assure une robustesse satisfaisante contre le défaut de PO tandis que la CV est incapable de maîtriser correctement la machine déséquilibrée. La CTDB proposée est évidemment plus efficace que la CV dans les deux cas de fonctionnement. Les indicateurs de performance pour les deux stratégies de contrôle dans le cas d'un défaut de PO, sont donnés dans le tableau 3.2.

Stratégie de commande	Dépassement (%)	IEA	ICE	ITEA
CV	0,45	1,674	8,291	6,715
CTDB	0,08	$27,77.10^{-3}$	$46,98.10^{-5}$	0,112

TABLE 3.2 – Indicateurs de performance de la CV et de la CTDB pour une MADE avec un défaut de PO.

D'après les résultats mentionnés dans le tableau 3.2, l'écart de performances entre la CTDB et la CV c'est élargi durant le fonctionnement défectueux, ce qui prouve la robustesse de la CTDB proposée par rapport à la CV vis-à-vis à un défaut de PO.

### 3.3 CTDP de la MADE en Présence d'un Défaut de CBR

#### 3.3.1 CTDB de la MADE avec un défaut de CBR

##### 3.3.1.1 Principe de la CTDB

Le deuxième objectif de la CTDB passive est de conduire la vitesse et le flux du rotor vers leurs valeurs désirées même en présence d'un défaut de CBR et de perturbations du couple de charge sans avoir besoin d'une reconfiguration ou d'un bloc de détection et d'isolation, cela ne peut être réalisé que si les perturbations du couple de charge et les termes générés par le défaut de CBR sont délimités par des extrémités connues. Dans cette étude, la conception de cette commande robuste se fait en trois étapes, dans chaque étape, une fonction de Lyapunov adéquate est associée afin d'assurer la stabilité du sous-système en boucle fermée, la fonction de Lyapunov finale liée à la stabilité globale du système est la somme de toutes les fonctions de Lyapunov utilisées. Puisque la fonction de stabilisation doit être continuellement différentiable et afin de compenser les incertitudes, la fonction tangente hyperbolique  $\sim \tanh$  a été utilisée dans chaque étape [133, 134].

### 3.3.1.2 Application de la CTDB sur une MADE avec un défaut de CBR

Le modèle défectueux de la MADE considéré dans cette partie en présence du défaut de CBR est celui qui est décrit dans le chapitre 2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r \omega_{gl})\} + h_1 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} \{v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r)\} + h_2 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} (v_{so1} - R_{s1} i_{so1}) \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} \{v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r \omega_{gl})\} + h_3 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} \{v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r)\} + h_4 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} (v_{so2} - R_{s2} i_{so2}) \\ \frac{\partial}{\partial t} \omega_r = \frac{1}{J} \left[ p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - p C_r - K_f \omega_r \right] \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) + h_5 \end{array} \right. \quad (3.37)$$

Avec :

$h_i, i = \overline{1, 5}$  sont les termes qui représentent le défaut de CBR dans la MADE, donnés par :

$$h_1 = \left( \frac{L_r \omega_{gl} \varphi_r}{\eta} - T_r \varphi_r \omega_{gl} \right) \frac{\omega_s}{L_{s2}}; \quad h_2 = -\frac{\omega_s}{L_{s2}} \frac{\varphi_r L_r \omega_{gl}}{\gamma}; \quad h_3 = \frac{\omega_s}{L_{s2}} \left( \frac{L_r \omega_{gl} \varphi_r}{\eta} - T_r \varphi_r \omega_{gl} \right);$$

$$h_4 = -\frac{\omega_s}{L_{s2}} \frac{\varphi_r L_r \omega_{gl}}{\gamma}; \quad h_5 = -\left( \frac{R_r}{L_r + L_m} \frac{\alpha}{\beta(L_r + L_m)} - \frac{\omega_{gl}}{\beta} \right) \varphi_r + \left( \frac{\alpha}{\beta} \frac{L_m}{L_r + L_m} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} \right) (i_{sd1} + i_{sd2})$$

Où :

$$\gamma = \left[ \frac{\left( \frac{a_1 a_6}{a_3} - a_3 \right)}{\left( a_5 - \frac{a_2 a_6}{a_3} \right)} \left( a_4 - \frac{a_2 a_5}{a_3} \right) + a_2 - \frac{a_1 a_5}{a_3} \right]; \quad \eta = \left[ \frac{\left( \frac{a_2 a_6}{a_3} - a_5 \right)}{\left( a_3 - \frac{a_1 a_6}{a_3} \right)} \left( a_2 - \frac{a_1 a_5}{a_3} \right) + a_4 - \frac{a_2 a_5}{a_3} \right];$$

$$\alpha = \left[ a_2 - \frac{a_4 a_1}{a_2} - \frac{(a_5 - \frac{a_4 a_3}{a_2}) (\frac{a_5 a_1}{a_2} - a_3)}{(a_6 - \frac{a_5 a_3}{a_2})} \right]; \quad \beta = - \left[ \frac{\left( \frac{a_5}{a_2} \right) \left( a_5 - \frac{a_4 a_3}{a_2} \right)}{\left( a_6 - \frac{a_5 a_3}{a_2} \right)} + \frac{a_4}{a_2} \right]$$

Et :

$$a_1 = \frac{e}{3} + R_r - \frac{e}{6} \cos(2\theta_r - 2\theta_s) - \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(2\theta_r - 2\theta_s); \quad a_2 = \frac{e}{3} \cos(2\theta_r - 2\theta_s + \frac{\pi}{6});$$

$$a_3 = -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\theta_r - \theta_s + \frac{\pi}{3}); \quad a_4 = \frac{e}{3} + R_r + \frac{e}{6} \cos(2\theta_r - 2\theta_s) + \frac{\sqrt{3}}{6} e \sin(2\theta_r - 2\theta_s);$$

$$a_5 = -\frac{\sqrt{2}}{3} e \cos(\theta_s - \theta_r + \frac{\pi}{6}); \quad a_6 = \frac{e}{3} + R_r;$$

**Hypothèse 1** Les états de la MADE sont incluent dans le domaine d'opération nommé «  $D$  ». Les valeurs de références  $\varphi_r^*$  et  $\omega_r^*$  du flux et de la vitesse respectivement sont

aussi dans le domaine d'opération  $D$ . On suppose que le couple de charge réel  $C_r$  est borné par une valeur maximale fixe  $C_{max}$ , c'est-à-dire :

$$|C_r| < C_{max} \quad (3.38)$$

La variation de la résistance rotorique «  $e$  » reste dans le domaine d'opération  $D$ . A partir de cette hypothèse on déduit que Les fonctions :  $h_i(x_i) : \mathbb{R}_6 \rightarrow \mathbb{R} \ i = \{1, 2, 3, 4, 5\}$  sont à leurs tour bornées, c'est-à-dire que :

$$|h_i(x_i)| \leq H_i^{max}, \ i = \{1, 2, 3, 4, 5\} \quad (3.39)$$

**Lemme 1** [133, 134] L'inégalité suivante est vérifiée pour tout  $\xi > 0$

$$0 \leq k \cdot x \cdot \text{sign}(x) - k \cdot x \cdot \tanh\left(\frac{kh}{\xi}x\right) \leq \xi \quad (3.40)$$

Avec :

$x$  est la variable d'état,  $h = 0.2785, k > 0$ .

### Etape 1 : contrôle de flux

L'objectif de cette étape est de conduire le flux à sa valeur désirée. L'erreur de suivi du flux est représenté par :

$$e_\varphi = \varphi_r - \varphi_r^* \quad (3.41)$$

En dérivant (3.41) par rapport au temps, on obtient :

$$\dot{e}_\varphi = \dot{\varphi}_r - \dot{\varphi}_r^* \quad (3.42)$$

En utilisant (3.37), (3.42) devient :

$$\dot{e}_\varphi = \left( \frac{-R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) + h_5 - \dot{\varphi}_r^* \right) \quad (3.43)$$

La fonction candidate de Lyapunov pour le flux est définie par :

$$V_\varphi = \frac{e_\varphi^2}{2} \quad (3.44)$$

La dérivation de (3.44) selon le temps, nous donne :

$$\dot{V}_\varphi = e_\varphi \dot{e}_\varphi = e_\varphi \left( \frac{-R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) + h_5 - \dot{\varphi}_r^* \right) \quad (3.45)$$

La valeur désirée de  $(i_{sd1} + i_{sd2})$  nommé  $i_{sd}^*$  qui stabilise le flux et mettre  $\dot{V}_\varphi$  définie négative est choisie comme suit :

$$i_{sd}^* = \frac{L_r + L_m}{L_m R_r} \left[ -k_\varphi e_\varphi - k_1 \tanh \left( \frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi \right) + \frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \dot{\varphi}_r^* \right] \quad (3.46)$$

Où :

$k_1 > 0$ ,  $k_\varphi > 0$ ,  $\xi_1 > 0$  et  $h = 0.2785$  selon le lemme 1.

Nous admettant que :

$$i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \quad (3.47)$$

**Preuve de stabilité du courant  $i_{sd}^*$  :**

En remplaçant  $(i_{sd1} + i_{sd2})$  par l'expression de  $i_{sd}^*$  dans (3.45), nous obtenons :

$$\dot{V}_\varphi = -k_\varphi e_\varphi^2 - k_1 \tanh \left( \frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi \right) e_\varphi + h_5(x) e_\varphi \quad (3.48)$$

Pour  $k_1 \geq H_5^{max}$ , nous pouvons mettre l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_\varphi \leq -k_\varphi e_\varphi^2 - k_1 \tanh \left( \frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi \right) e_\varphi + k_1 |e_\varphi| \quad (3.49)$$

Avec :

$$|e_\varphi| = e_\varphi \text{sign}(e_\varphi) \quad (3.50)$$

En remplaçant (3.50) dans (3.49), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_\varphi \leq -k_\varphi e_\varphi^2 - k_1 \tanh \left( \frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi \right) e_\varphi + k_1 e_\varphi \text{sign}(e_\varphi) \quad (3.51)$$

En ce basant sur le Lemme1, la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_\varphi \leq -k_\varphi e_\varphi^2 + \xi_1 \quad (3.52)$$

D'un autre coté, nous avons :

$$\left| \frac{\partial V_\varphi}{\partial e_\varphi} \right| = |e_\varphi| \leq |e_\varphi| + b_\varphi \quad \forall b_\varphi > 0 \quad (3.53)$$

Selon le théorème 1 de [133], (3.52) et (3.53) impliquent que l'erreur  $e_\varphi$  est globalement uniformément exponentiellement stable ; elle converge vers une boule dont le rayon peut être réduit en mettant le paramètre de réglage  $\xi_1$  petit.

### Etape 2 : contrôle de vitesse

Le but de cette étape est de conduire la vitesse  $\omega_r$  à sa référence désirée. L'erreur de suivi de la vitesse est :

$$e_\omega = \omega_r - \omega_r^* \quad (3.54)$$

La dynamique d'erreur de la vitesse est :

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_r^* \quad (3.55)$$

En utilisant (3.37), (3.55) devient :

$$\dot{e}_\omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r - \dot{\omega}_r^* \quad (3.56)$$

La fonction candidate de Lyapunov adaptée à la vitesse est définie comme suit :

$$V_\omega = \frac{e_\omega^2}{2} \quad (3.57)$$

La dérivée de (3.57) selon le temps est :

$$\dot{V}_\omega = e_\omega \dot{e}_\omega = e_\omega \left[ \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \omega_r - \dot{\omega}_r^* \right] \quad (3.58)$$

Afin de rendre le contrôle robuste contre les perturbations du couple de charge, la valeur désirée de  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  nommée  $i_{sq}^*$  qui ajuste la vitesse et mettre  $\dot{V}_\omega$  définie négative

est choisi comme suit :

$$i_{sq}^* = \frac{J(L_m + L_r)}{p^2 L_m \varphi_r} \left[ -k_\omega e_\omega - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega\right) + \frac{K_f}{J} \omega_r + \dot{\omega}_r^* \right] \quad (3.59)$$

Avec :

$k_2 > 0$ ,  $k_\omega > 0$ ,  $\xi_2 > 0$ ,  $h = 0.2785$  et  $\varphi_r \neq 0$ .

On admet aussi que :

$$i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} \quad (3.60)$$

**Preuve de stabilité du courant  $i_{sq}^*$  :**

En remplaçant  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  par l'expression de  $i_{sq}^*$  dans (3.58), nous obtenons :

$$\dot{V}_\omega = -k_\omega e_\omega^2 - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega\right) e_\omega - e_\omega \frac{p}{J} C_r \quad (3.61)$$

Pour  $k_2 \geq \frac{p}{J} C_r^{max}$ , on peut mettre l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_\omega \leq -k_\omega e_\omega^2 - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega\right) e_\omega + k_2 |e_\omega| \quad (3.62)$$

Avec

$$|e_\omega| = e_\omega \text{sign}(e_\omega) \quad (3.63)$$

En remplaçant (3.63) dans (3.62), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_\omega \leq -k_\omega e_\omega^2 + \xi_2 \quad (3.64)$$

D'un autre coté, nous avons :

$$\left| \frac{\partial V_\omega}{\partial e_\omega} \right| = |e_\omega| \leq |e_\omega| + b_\omega \quad \forall b_\omega > 0 \quad (3.65)$$

Les équations (3.64) et (3.65) confirment que l'erreur  $e_\omega$  est globalement uniformément exponentiellement stable; elle converge vers une boule dont le rayon peut être réduit en attribuant au paramètre de réglage  $\xi_2$  des petites valeurs.

### Etape 3 : Contrôle des courants

Dans cette étape, la loi de commande finale est établie en forçant les quatre courants  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$ , et  $i_{sq2}$  générés par les deux premières étapes à suivre leurs références  $i_{sd1}^*$ ,  $i_{sq1}^*$ ,  $i_{sd2}^*$ , et  $i_{sq2}^*$  respectivement. Les erreurs de suivi des courants statoriques sont définies comme suit :

$$\begin{cases} e_{sd1} = i_{sd1} - i_{sd1}^* \\ e_{sq1} = i_{sq1} - i_{sq1}^* \\ e_{sd2} = i_{sd2} - i_{sd2}^* \\ e_{sq2} = i_{sq2} - i_{sq2}^* \end{cases} \quad (3.66)$$

La dynamique des erreurs de suivi des courants sont calculés par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sd1} = & \frac{v_{sd1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}i_{sd1} + \omega_s i_{sq1} + \frac{T_r \varphi_r \omega_s \omega_{gl}}{L_{s1}} - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) \left( \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_r \right) + \\ & \frac{\tau_r}{2L_m} \left[ F_1(e_\varphi) - \frac{1}{\tau_r} \right] \dot{\varphi}_r^* - \frac{\tau_r}{2L_m} \ddot{\varphi}_r^* + h_1 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \end{aligned} \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sq1} = & \frac{v_{sq1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}i_{sq1} - \omega_s i_{sd1} - \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s1}} + h_2 - F_2(e_\omega, \omega, \varphi_r) - \frac{(L_m + L_r)K_f^2}{2p^2 J L_m \varphi_r} \ddot{\omega}_r^* + \\ & \frac{(L_m + L_r)F_1(e_\omega)}{2pL_m \varphi_r} C_r - \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} F_1(e_\omega) \left( \frac{p^2 L_m}{J(L_m + L_r)} i_{sq} \varphi_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \right) + \\ & \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} \dot{\omega}_r^* \left( F_1(e_\omega) - \frac{K_f}{J} \right) \end{aligned} \quad (3.68)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sd2} = & \frac{v_{sd2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}i_{sd2} + \omega_s i_{sq2} + \frac{T_r \varphi_r \omega_s \omega_{gl}}{L_{s2}} - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) \left( \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_r \right) + \\ & \frac{\tau_r}{2L_m} \left[ F_1(e_\varphi) - \frac{1}{\tau_r} \right] \dot{\varphi}_r^* - \frac{\tau_r}{2L_m} \ddot{\varphi}_r^* + h_3 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \end{aligned} \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sq2} = & \frac{v_{sq2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}i_{sq2} - \omega_s i_{sd2} - \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s2}} + h_4 - F_2(e_\omega, \omega, \varphi_r) - \frac{(L_m + L_r)K_f^2}{2p^2 J L_m \varphi_r} \ddot{\omega}_r^* + \\ & \frac{(L_m + L_r)F_1(e_\omega)}{2pL_m \varphi_r} C_r - \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} F_1(e_\omega) \left( \frac{p^2 L_m}{J(L_m + L_r)} i_{sq} \varphi_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \right) + \\ & \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} \dot{\omega}_r^* \left( F_1(e_\omega) - \frac{K_f}{J} \right) \end{aligned} \quad (3.70)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_1(e_\omega) = -k_\omega - \frac{k_2^2 h}{\xi_2} \left( 1 - \tanh \left( \frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega \right) \right)^2 + \frac{K_f}{J} \\ F_1(e_\varphi) = -k_\varphi - \frac{k_1^2 h}{\xi_1} \left( 1 - \tanh \left( \frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi \right) \right)^2 + \frac{R_r}{L_r + L_m} \\ F(e_\omega, \omega, \varphi_r) = \frac{J(L_r + L_m)\dot{\varphi}_r}{2p^2 L_m \varphi_r^2} \left( k_\omega e_\omega + k_2 \tanh \left( \frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega \right) - \frac{K_f}{J} \omega_r - \dot{\omega}_r^* \right) \end{cases}$$

Et :

$$\tau_r = \frac{L_m + L_r}{R_r}$$

La dynamique des erreurs  $\dot{e}_\varphi$  et  $\dot{e}_\omega$  peuvent être réécrite en fonction de  $e_d$  et  $e_q$  comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_\varphi = -k_\varphi e_\varphi + \frac{L_m}{\tau_r} e_d - k_1 \tanh \left( \frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi \right) + h_3 & / e_d = i_{sd} - i_{sd}^* \\ \dot{e}_\omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r e_q - \frac{p}{J} C_r - k_\omega e_\omega - k_2 \tanh \left( \frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega \right) & / e_q = i_{sq} - i_{sq}^* \end{cases} \quad (3.71)$$

Finalement, la loi de commande réelle est la suivante :

$$\begin{aligned} v_{sd1} = L_{s1} & \left[ -k_{sd1} e_{sd1} - k_3 \tanh \left( \frac{k_3 h}{\xi_3} e_{sd1} \right) + \frac{R_{s1}}{L_{s1}} i_{sd1} - \omega_s i_{sq1} - \frac{T_r \varphi_r \omega_s \omega_{gl}}{L_{s1}} + \right. \\ & \left. \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) \left( \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_r \right) - \frac{\tau_r}{2L_m} \left( F_1(e_\varphi) - \frac{1}{\tau_r} \right) \dot{\varphi}_r^* + \frac{\tau_r}{2L_m} \ddot{\varphi}_r^* \right] \quad (3.72) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{sq1} = L_{s1} & \left[ -k_{sq1} e_{sq1} - k_4 \tanh \left( \frac{k_4 h}{\xi_4} e_{sq1} \right) + \frac{R_{s1}}{L_{s1}} i_{sq1} + \omega_s i_{sd1} + \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s1}} + F_2(e_\omega, \omega, \varphi_r) + \right. \\ & \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} F_1(e_\omega) \left( \frac{p^2 L_m}{J(L_m + L_r)} i_{sq} \varphi_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \right) + \frac{(L_m + L_r) K_f^2}{2p^2 J L_m \varphi_r} \ddot{\omega}_r^* - \\ & \left. \frac{(L_m + L_r) F_1(e_\omega)}{2p L_m \varphi_r} C_r - \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} \dot{\omega}_r^* \left( F_1(e_\omega) - \frac{K_f}{J} \right) \right] \quad (3.73) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{sd2} = L_{s2} & \left[ -k_{sd2} e_{sd2} - k_5 \tanh \left( \frac{k_5 h}{\xi_5} e_{sd2} \right) + \frac{R_{s2}}{L_{s2}} i_{sd2} - \omega_s i_{sq2} - \frac{T_r \varphi_r \omega_s \omega_{gl}}{L_{s2}} + \right. \\ & \left. \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) \left( \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_r \right) - \frac{\tau_r}{2L_m} \left( F_1(e_\varphi) - \frac{1}{\tau_r} \right) \dot{\varphi}_r^* + \frac{\tau_r}{2L_m} \ddot{\varphi}_r^* \right] \quad (3.74) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_{sq2} = & L_{s2}[-k_{sq2}e_{sq2} - k_6 \tanh\left(\frac{k_6 h}{\xi_6} e_{sq2}\right) + \frac{R_{s2}}{L_{s2}} i_{sq2} + \omega_s i_{sd2} + \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s2}} + F_2(e_\omega, \omega, \varphi_r) + \\
 & \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} F_1(e_\omega) \left( \frac{p^2 L_m}{J(L_m + L_r)} i_{sq} \varphi_r - \frac{K_f}{J} \omega_r \right) + \frac{(L_m + L_r) K_f^2}{2p^2 J L_m \varphi_r} \ddot{\omega}_r^* - \\
 & \left. \frac{(L_m + L_r) F_1(e_\omega)}{2p L_m \varphi_r} C_r - \frac{J(L_m + L_r)}{2p^2 L_m \varphi_r} \dot{\omega}_r^* \left( F_1(e_\omega) - \frac{K_f}{J} \right) \right] \quad (3.75)
 \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{sq} = i_{sq1} + i_{sq2} \\ i_{sd} = i_{sd1} + i_{sd2} \end{cases}$$

**Preuve de stabilité des tensions**  $v_{sd1}, v_{sq1}, v_{sd2}$  et  $v_{sq2}$

Les termes  $\left\{ h_1 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \right\}$  et  $\left\{ h_3 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \right\}$  sont bornés dans le domaine d'opération « D » puisque les fonctions  $h_i : i = \overline{1, 6}$  sont bornées, donc on peut écrire :

$$\left| h_1 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \right| \leq G_1^{max} \quad (3.76)$$

$$\left| h_3 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \right| \leq G_2^{max} \quad (3.77)$$

**Théorème 1** [133, 134].

Soit  $k_{sd1}, k_{sq1}, k_{sd2}, k_{sq2}, k_1, k_2, k_3, k_4, k_5$  et  $k_6$  des paramètres de conception positifs et soit  $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4, \xi_5$  et  $\xi_6$  des paramètres positifs petits choisis arbitrairement. Si  $k_1 \geq H_5^{max}$ ,  $k_2 \geq (p/J)C_r^{max}$ ,  $k_3 \geq G_1^{max}$ ,  $k_4 \geq H_2^{max}$ ,  $k_5 \geq G_2^{max}$  et  $k_6 \geq H_4^{max}$  alors le système des erreurs de poursuite (3.67)-(3.70) contrôlés par (3.72)(3.75) est globalement uniformément exponentiellement stable.

**Preuve.** La preuve consiste à montrer que les variables d'erreurs  $e_{sd1}, e_{sq1}, e_{sd2}, e_{sq2}, e_\varphi$  et  $e_\omega$  qui sont ajustées par les tensions de commande  $v_{sd1}, v_{sq1}, v_{sd2}$  et  $v_{sq2}$  développés dans (3.72)-(3.75), respectivement sont globalement uniformément exponentiellement

stable. En substituant (3.72)-(3.75) dans (3.67)-(3.70), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{e}_{sd1} = -k_{sd1}e_{sd1} - k_3 \tanh\left(\frac{k_3 h}{\xi_3} e_{sd1}\right) + h_1 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \\ \dot{e}_{sq1} = -k_{sq1}e_{sq1} - k_4 \tanh\left(\frac{k_4 h}{\xi_4} e_{sq1}\right) + h_2 \\ \dot{e}_{sd2} = -k_{sd2}e_{sd2} - k_5 \tanh\left(\frac{k_5 h}{\xi_5} e_{sd2}\right) + h_3 - \frac{\tau_r}{2L_m} F_1(e_\varphi) h_5 \\ \dot{e}_{sq2} = -k_{sq2}e_{sq2} - k_6 \tanh\left(\frac{k_6 h}{\xi_6} e_{sq2}\right) + h_4 \\ \dot{e}_\varphi = -k_\varphi e_\varphi + \frac{L_m}{\tau_r} e_d - k_1 \tanh\left(\frac{k_1 h}{\xi_1} e_\varphi\right) + h_5 \\ \dot{e}_\omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r e_{sq} - \frac{p}{J} C_r - k_\omega e_\omega - k_2 \tanh\left(\frac{k_2 h}{\xi_2} e_\omega\right) \end{cases} \quad (3.78)$$

Considérant la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}(e_{sd1}^2 + e_{sq1}^2 + e_{sd2}^2 + e_{sq2}^2 + e_\varphi^2 + e_\omega^2) = \frac{1}{2} \|e\|^2 \quad (3.79)$$

Où :

$$e = [e_{sd1} \quad e_{sq1} \quad e_{sd2} \quad e_{sq2} \quad e_\varphi \quad e_\omega]^T$$

A partir des étapes 1 et 2, nous avons  $k_1 \geq H_5^{max}$  et  $k_2 \geq (p/J)C_r^{max}$ , donc pour  $k_3 \geq G_1^{max}$ ,  $k_4 \geq H_2^{max}$ ,  $k_5 \geq G_2^{max}$  et  $k_6 \geq H_4^{max}$ , nous obtenons :

$$\dot{V} \leq -k_\varphi e_\varphi^2 - k_\omega e_\omega^2 - k_{sd1} e_{sd1}^2 - k_{sq1} e_{sq1}^2 - k_{sd2} e_{sd2}^2 - k_{sq2} e_{sq2}^2 + \xi_1 + \xi_2 + \xi_3 + \xi_4 + \xi_5 + \xi_6 \quad (3.80)$$

L'inégalité (3.80) peut être réarrangée par l'expression suivante :

$$\dot{V} \leq -kV + \xi \quad (3.81)$$

Avec :

$$k = 2 \max\{k_\varphi, k_\omega, k_{sd1}, k_{sq1}, k_{sd2}, k_{sq2}\} \text{ et } \xi = \sum_{i=1}^6 \xi_i$$

En addition, nous avons :

$$\left| \frac{\partial V}{\partial e} \right| = |e| \leq |e| + b \quad \forall b > 0 \quad (3.82)$$

Selon le théorème 1 de [133], (3.81) et (3.82) impliquent que les erreurs de poursuite  $e_{sd1}$ ,  $e_{sq1}$ ,  $e_{sd2}$ ,  $e_{sq2}$ ,  $e_\varphi$  et  $e_\omega$  convergent vers une boule dont le rayon peut être réduit en

attribuant des petites valeurs aux paramètres de réglage  $\xi_i$  avec  $i = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ . Cela signifie que ces variables d'erreurs sont globalement uniformément exponentiellement stables. A partir de (3.46), (3.59) et (3.72)-(3.75), le schéma global de la CTDB est présenté dans la figure 3.3.

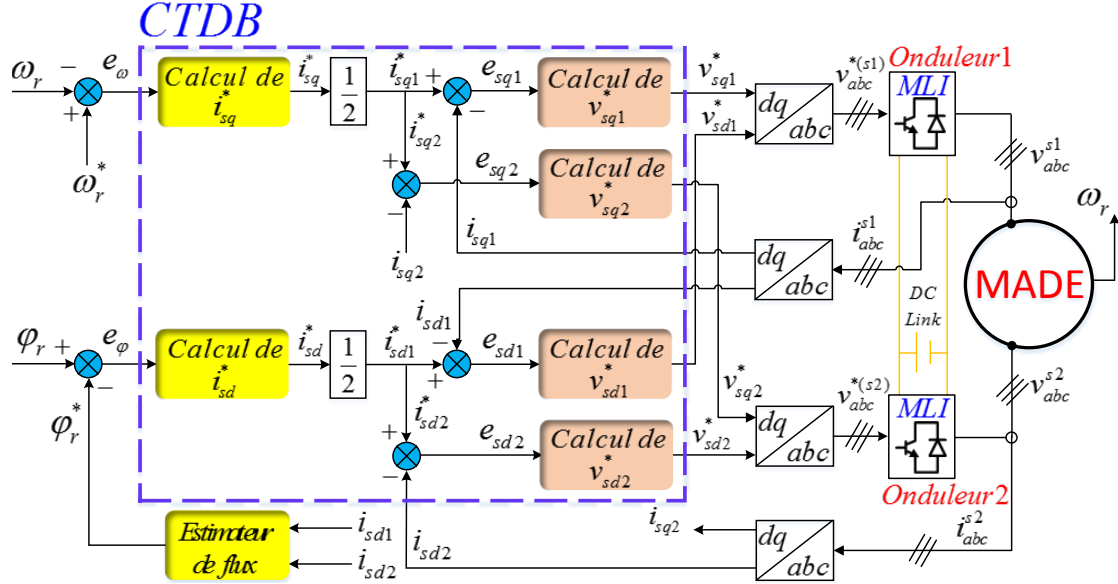


FIGURE 3.3 – Schéma de la CTDB.

### 3.3.2 Commande par mode glissant de la MADE avec un défaut de CBR

#### 3.3.2.1 Théorie du mode glissant

La commande par mode glissant est basée sur la convergence de la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement. Le vecteur d'état est maintenu autour de cette surface par l'effort de la commande de commutation afin que la trajectoire glisse vers l'origine à travers la surface de glissement. La conception de la CMG peut être atteinte en deux étapes successives [124, 125, 135-137] :

**Première étape :** Définition des surfaces de glissement

La surface de glissement  $S(x)$  la plus utilisée dans la littérature est donnée par :

$$S(x) = \left( \lambda + \frac{\partial}{\partial t} \right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (3.83)$$

Où  $x$  est le vecteur d'état,  $x_{ref}$  est le vecteur d'état de référence,  $r$  est le degré du mode glissant et  $\lambda$  est le facteur de pondération.

**Deuxième étape : Conception de la loi de commande**

Le contrôleur par mode glissant a deux composantes, il peut s'écrire comme suit :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (3.84)$$

La composante  $u_{eq}$  est appelée commande équivalente (commande de découplage), elle est obtenu en mettant la dérivée de la surface égal à zéro ( $\dot{S}(t) = 0$ ), son rôle est de maintenir le système sur la surface de glissement qui est définie par  $S(t) = 0$ . La composante  $u_N$  est la commande discontinue (commande de commutation), elle assure la convergence de la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement [124, 125]. La condition d'atteinte est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov qui doit vérifier :

$$\dot{S} \cdot S < 0 \quad (3.85)$$

**3.3.2.2 Application de la CMG sur une MADE avec un défaut de CBR**

L'algorithme de la CMG pour la MADE a été présenté dans [126, 127]. Afin d'éliminer ou de réduire le phénomène de chattering en régime établi, une fonction de saturation  $sat(t)$  est utilisée à la place de la fonction  $sign(t)$  pour la commande de commutation [138]. La fonction  $sat(t)$  est définie par [139] :

$$sat(S) = \frac{S}{|S| + m} \quad (3.86)$$

Où  $m$  est un gain positif petit.

Par conséquent, la conception de la CMG pour la MADE est effectuée en deux étapes :

**Contrôle de la vitesse et du flux**

La surface de la vitesse est définie par :

$$S_\omega = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.87)$$

La dérivation de (3.87) nous donne :

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (3.88)$$

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_{S_\omega} = \frac{1}{2} S_\omega^2 \quad (3.89)$$

La dérivée de (3.89) est :

$$\dot{V}_{S_\omega} = \dot{S}_\omega S_\omega \quad (3.90)$$

En utilisant (3.37),  $\dot{V}_{S_\omega}$  devient comme suit :

$$\dot{V}_{S_\omega} = S_\omega \left( \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} \left[ p^2 \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) - p C_r - K_f \omega_r \right] \right) \quad (3.91)$$

La valeur désirée de  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  nommée  $i_{sq}^*$  qui ajuste la vitesse et mettre  $\dot{V}_{S_\omega}$  définie négative est choisie comme suit :

$$i_{sq}^* = i_{sqeq} + i_{sqn} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r + k_\omega \text{sat}(S_\omega) \right] \quad (3.92)$$

Avec :

$i_{sqeq}$  est la commande équivalente de la vitesse, donnée par :

$$i_{sqeq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r} \left[ \dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \right] \quad (3.93)$$

$i_{sqn}$  est la commande discontinue de la vitesse, donnée par :

$$i_{sqn} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r} [k_\omega \text{sat}(S_\omega)] \quad (3.94)$$

Où :

$k_\omega$  est une constante positive.

En assumant que :

$$i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} \quad (3.95)$$

En remplaçant (3.92) dans (3.91), on trouve :

$$\dot{V}_{S_\omega} = -S_\omega K_\omega \text{sat}(S_\omega) < 0 \quad \forall K_\omega > 0 \quad (3.96)$$

La surface du flux est définie par :

$$S_\varphi = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (3.97)$$

La dérivée de (3.97) est :

$$\dot{S}_\varphi = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (3.98)$$

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_{S_\varphi} = \frac{1}{2} S_\varphi^2 \quad (3.99)$$

La dérivée de (3.99) est :

$$\dot{V}_{S_\varphi} = S_\varphi \dot{S}_\varphi \quad (3.100)$$

En utilisant (3.37),  $\dot{V}_{S_\varphi}$  devient comme suit :

$$\dot{V}_{S_\varphi} = S_\varphi \left[ \dot{\varphi}_r^* - \left( \frac{-R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) + h_5 \right) \right] \quad (3.101)$$

La valeur désirée de  $(i_{sd1} + i_{sd2})$  nommée  $i_{sd}^*$  qui ajuste le flux et mettre  $\dot{V}_{S_\varphi}$  définie négative est choisie comme suit :

$$i_{sd}^* = i_{sdeq} + i_{sdn} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[ \left( \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \dot{\varphi}_r^* \right) + k_\varphi \text{sat}(S_\varphi) \right] \quad (3.102)$$

Avec :

$i_{sdeq}$  est la commande équivalente du flux, exprimée par :

$$i_{sdeq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left[ \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \dot{\varphi}_r^* \right] \quad (3.103)$$

$i_{sdn}$  est la commande discontinue du flux, exprimée par :

$$i_{sdn} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} k_\varphi \text{sat}(S_\varphi) \quad (3.104)$$

Où :

$k_\varphi$  est une constante positive.

En assumant que :

$$i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \quad (3.105)$$

En remplaçant (3.102) dans (3.101), on trouve :

$$\dot{V}_{S_\varphi} = -k_\varphi S_\varphi \text{sat}(S_\varphi) - S_\varphi h_5 \quad (3.106)$$

$\dot{V}_{S_\varphi} < 0$  pour  $k_\varphi \gg H_5^{mas}$

### Contrôle des courants

Surface des courants

$$\begin{cases} S_{sd1} = i_{sd1}^* - i_{sd1} \\ S_{sq1} = i_{sq1}^* - i_{sq1} \\ S_{sd2} = i_{sd2}^* - i_{sd2} \\ S_{sq2} = i_{sq2}^* - i_{sq2} \end{cases} \quad (3.107)$$

La dérivée de (3.107) est :

$$\begin{cases} \dot{S}_{sd1} = \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1}^* - \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} \\ \dot{S}_{sq1} = \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1}^* - \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} \\ \dot{S}_{sd2} = \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2}^* - \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} \\ \dot{S}_{sq2} = \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2}^* - \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} \end{cases} \quad (3.108)$$

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_i = \frac{1}{2} (S_{sd1}^2 + S_{sq1}^2 + S_{sd2}^2 + S_{sq2}^2) \quad (3.109)$$

La dérivée de (3.109) est :

$$\dot{V}_i = S_{sd1}\dot{S}_{sd1} + S_{sq1}\dot{S}_{sq1} + S_{sd2}\dot{S}_{sd2} + S_{sq2}\dot{S}_{sq2} \quad (3.110)$$

La commande finale qui ajuste les courants est donnée par :

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = v_{sd1eq} + v_{sd1n} = L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{sd1}^* + R_{s1}i_{sd1} - \omega_s(L_{s1}i_{sq1} + T_r\varphi_r\omega_{gl}) + L_{s1}k_{sd1}sat(S_{sd1}) \\ v_{sq1}^* = v_{sq1eq} + v_{sq1n} = L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{sq1}^* + R_{s1}i_{sq1} + \omega_s(L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r) + L_{s1}k_{sq1}sat(S_{sq1}) \\ v_{sd2}^* = v_{sd2eq} + v_{sd2n} = L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{sd2}^* + R_{s2}i_{sd2} - \omega_s(L_{s2}i_{sq2} + T_r\varphi_r\omega_{gl}) + L_{s2}k_{sd2}sat(S_{sd2}) \\ v_{sq2}^* = v_{sq2eq} + v_{sq2n} = L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{sq2}^* + R_{s2}i_{sq2} + \omega_s(L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r) + L_{s2}k_{sq2}sat(S_{sq2}) \end{cases} \quad (3.111)$$

Où :

$v_{sd1eq}$ ,  $v_{sq1eq}$ ,  $v_{sd2eq}$  et  $v_{sq2eq}$  présentent la commande équivalente, ils sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{sd1eq} = L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{sd1}^* + R_{s1}i_{sd1} - \omega_s(L_{s1}i_{sq1} + T_r\varphi_r\omega_{gl}) \\ v_{sq1eq} = L_{s1}\frac{\partial}{\partial t}i_{sq1}^* + R_{s1}i_{sq1} + \omega_s(L_{s1}i_{sd1} + \varphi_r) \\ v_{sd2eq} = L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{sd2}^* + R_{s2}i_{sd2} - \omega_s(L_{s2}i_{sq2} + T_r\varphi_r\omega_{gl}) \\ v_{sq2eq} = L_{s2}\frac{\partial}{\partial t}i_{sq2}^* + R_{s2}i_{sq2} + \omega_s(L_{s2}i_{sd2} + \varphi_r) \end{cases} \quad (3.112)$$

Et  $v_{sd1n}$ ,  $v_{sq1n}$ ,  $v_{sd2n}$  et  $v_{sq2n}$  sont les composantes de la commande discontinue des courants, exprimées par :

$$\begin{cases} v_{sd1n} = L_{s1}k_{sd1}sat(S_{sd1}) \\ v_{sq1n} = L_{s1}k_{sq1}sat(S_{sq1}) \\ v_{sd2n} = L_{s2}k_{sd2}sat(S_{sd2}) \\ v_{sq2n} = L_{s2}k_{sq2}sat(S_{sq2}) \end{cases} \quad (3.113)$$

Où :

$k_{sd1}$ ,  $k_{sq1}$ ,  $k_{sd2}$  et  $k_{sq2}$  sont des gains positifs qui stabilisent le système en boucle fermée, généralement, ils sont obtenus par ajustement.

En utilisant (3.37), (3.110) devient :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_i = & S_{sd1} \left[ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{v_{sd1} - R_{s1} i_{sd1} + \omega_s (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r \omega_{gl})\} - h_1 \right] + \\
 & S_{sq1} \left[ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{v_{sq1} - R_{s1} i_{sq1} - \omega_s (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r)\} - h_2 \right] + \\
 & S_{sd2} \left[ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{v_{sd2} - R_{s2} i_{sd2} + \omega_s (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r \omega_{gl})\} - h_3 \right] + \\
 & S_{sq2} \left[ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{v_{sq2} - R_{s2} i_{sq2} - \omega_s (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r)\} - h_4 \right] \quad (3.114)
 \end{aligned}$$

En remplaçant (3.111) dans (3.114), on trouve :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_i = & -[k_{sd1} S_{sd1} \text{sat}(S_{sd1}) + S_{sd1} h_1] - [k_{sq1} S_{sq1} \text{sat}(S_{sq1}) + S_{sq1} h_2] - \\
 & [k_{sd2} S_{sd2} \text{sat}(S_{sd2}) + S_{sd2} h_3] - [k_{sq2} S_{sq2} \text{sat}(S_{sq2}) + S_{sq2} h_4] \quad (3.115)
 \end{aligned}$$

$\dot{V}_i$  est définie négative pour :

$$k_{sd1} \gg H_1^{max}, k_{sq1} \gg H_2^{max}, k_{sd2} \gg H_3^{max} \text{ et } k_{sq2} \gg H_4^{max}.$$

### 3.3.3 Résultats de simulation

La MADE est alimentée par deux onduleurs de tensions MLI. Tout au long de la simulation, la valeur du flux de référence est maintenue à  $1Wb$  grâce à un bloc de défluxage.

#### 3.3.3.1 Etat sain

La vitesse de référence est fixée à  $+200 \text{ rd/s}$  et  $-200 \text{ rd/s}$  en mode inversion de vitesse. La MADE est seulement sous l'effet du couple de charge (égal à la valeur nominale  $15 \text{ N.m}$ ) qui est appliqué à l'instant  $t = 2 \text{ sec}$ , suivi par une inversion de vitesse à  $t = 3 \text{ sec}$ . La figure 3.4 montre les performances de la CMG et de la CTDB dans divers modes de fonctionnement de la MADE, tels que : le démarrage, l'application de la charge et l'inversion de vitesse. La figure 3.4 (a) montre la réponse de la vitesse pour les deux méthodes de contrôle, les deux signaux indiquent que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement négligeable et sans oscillations, mais elle clairement montré que la CTDB a une réponse plus rapide que la CMG en imposant un court régime transitoire au démarrage et à l'instant de l'inversion de vitesse.

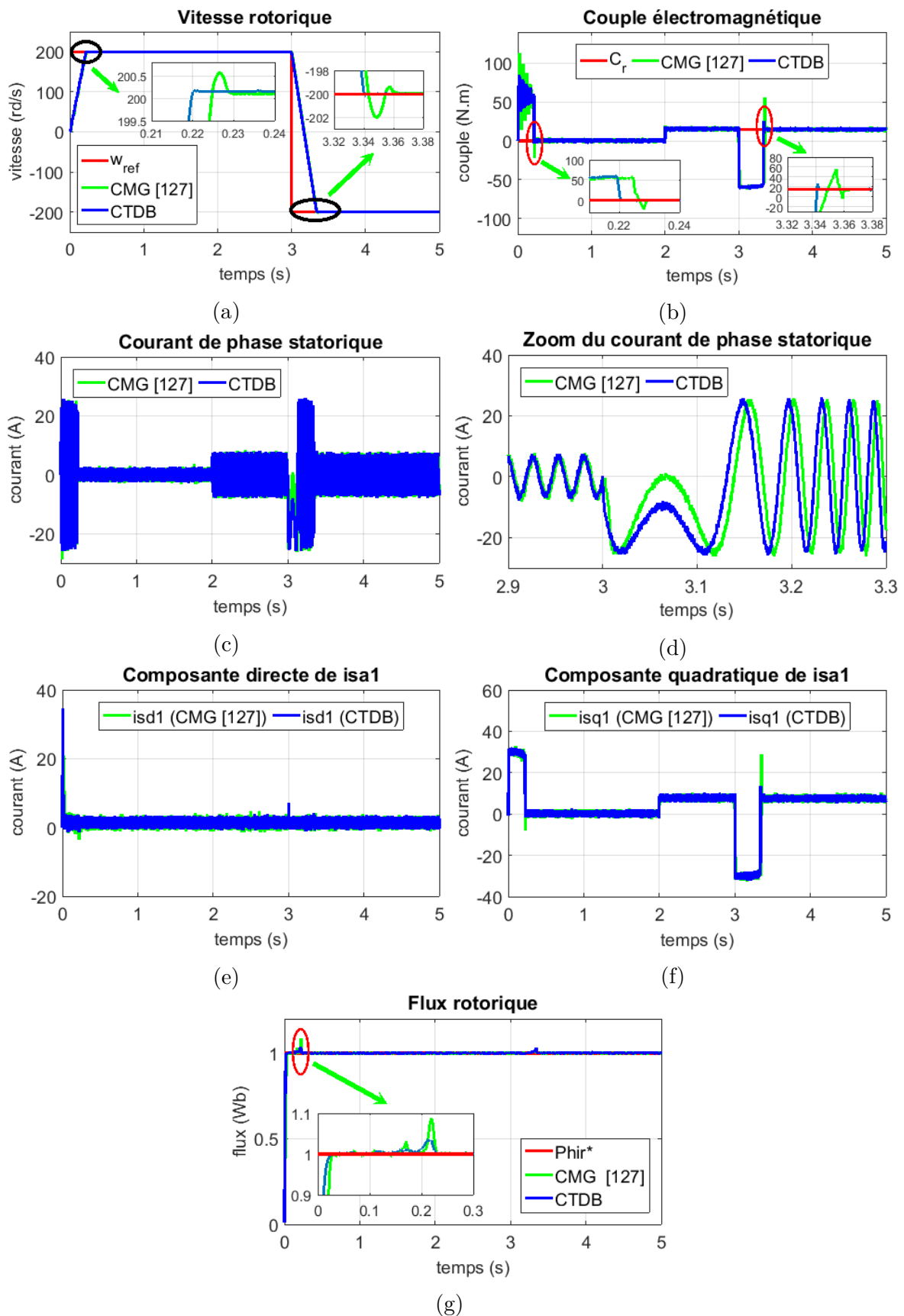


FIGURE 3.4 – Performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE à l'état sain.

Le temps de réponse de la CTDB égal à  $0,35\text{sec}$ , tandis que pour la CMG, le temps de réponse est de  $0,36\text{sec}$ . Aucune ondulation dans les signaux du couple électromagnétique, comme illustré à la figure 3.4 (b), ce qui prouve que les deux algorithmes de commande sont capables de compenser les perturbations du couple de charge. Au démarrage, le couple électromagnétique présente des oscillations et une crête de  $112\text{ N.m}$ ,  $84\text{ N.m}$  pour la CMG et la CTDB, respectivement. Lors de l'inversion de la vitesse, le couple électromagnétique diminue jusqu'à  $59\text{ N.m}$  avec les deux commandes, mais la CTDB a la réponse dynamique la plus rapide. Après chaque régime transitoire, le couple électromagnétique compense les pertes par frottement et le couple de charge. La figure 3.4 (c) montre le comportement du courant de ligne du premier stator. Pour les deux techniques de contrôle, la forme du courant est sinusoïdale dans tous les modes de fonctionnement, légèrement affectée par la fréquence de commutation générée par l'onduleur. Au cours de l'état dynamique (au démarrage et à l'inversion de vitesse), la MADE consomme un courant très important afin de créer un couple électromagnétique capable de faire tourner le rotor. Lors de l'insertion de la charge, l'amplitude des courants atteint  $6,5\text{ A}$ , après l'inversion de la vitesse, l'amplitude des courants augmente jusqu'à  $27\text{ A}$  comme indiqué sur la figure 3.4 (d). Les figures 3.4 (e) et 3.4 (f) montrent que Les composantes direct et quadratique du courant statorique suivent exactement la dynamique du flux rotorique et du couple électromagnétique, respectivement. La figure 3.4 (g) prouve que la CTDB et la CMG conviennent pour diriger le flux vers la référence souhaitée ( $1\text{Wb}$ ). La CTDB a également la réponse dynamique la plus rapide que la CMG, qui présente des ondulations au démarrage. Les résultats obtenus à l'état sain montrent que la CTDB a une dynamique rapide légèrement supérieure à celle de la CMG proposée dans [127]. Les indicateurs de performance en régime permanent pour les deux méthodes de contrôle, dans l'état de fonctionnement sain, sont présentés dans le tableau 3.3.

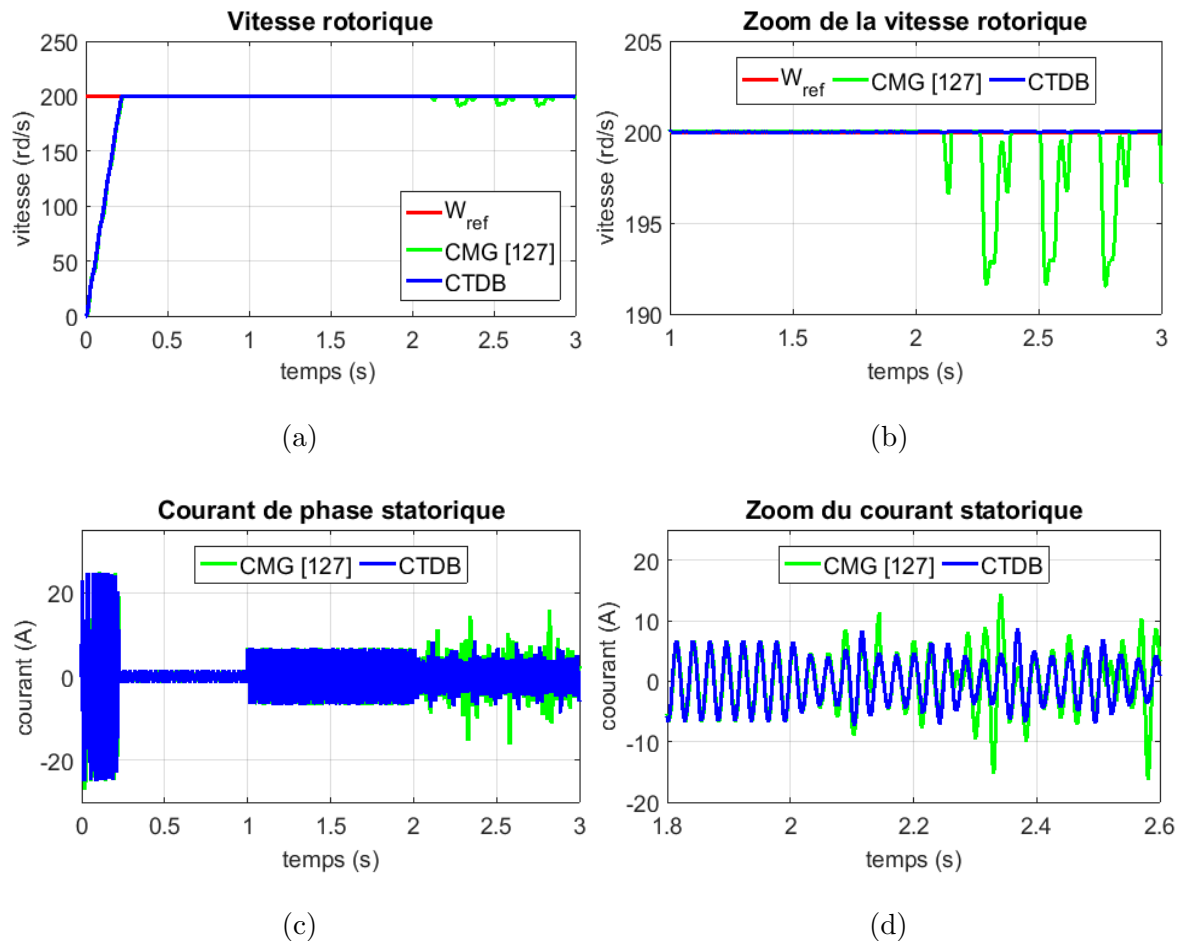
Stratégie de commande	Dépas. (%)	<i>IEA</i>	<i>ICE</i>	<i>ITEA</i>
CMG	0,3	$46,72 \cdot 10^{-3}$	$24,33 \cdot 10^{-4}$	$11,92 \cdot 10^{-2}$
CTDB	0,08	$43,84 \cdot 10^{-5}$	$3,33 \cdot 10^{-7}$	$11,21 \cdot 10^{-4}$

TABLE 3.3 – Indicateurs de performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE à l'état sain.

D'après ces résultats, on constate que l'approche de la CTDB proposée a une légère supériorité de performance par rapport à la CMG mais cette petite différence sera déterminante dans le cas d'un fonctionnement défectueux qu'on va aborder dans la section suivante.

### 3.3.3.2 Etat défectueux

Cette section présente les performances de la MADE telles que la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique et le flux rotorique en boucle fermée lorsque la machine fonctionne avec un rotor à cage d'écureuil défectueux (défaut de CBR). Le démarrage est effectué à vide sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée. La vitesse de référence est fixée à  $200 \text{ rd/s}$  avec un couple de charge nominal constant de  $15 \text{ Nm}$  appliqué à l'instant  $t = 1 \text{ sec}$ . Le défaut de CBR est introduit à l'instant  $t = 2 \text{ sec}$ . L'efficacité et la robustesse de la CTDB par rapport à la CMG en post-défaut sont présentées à la figure 3.5.



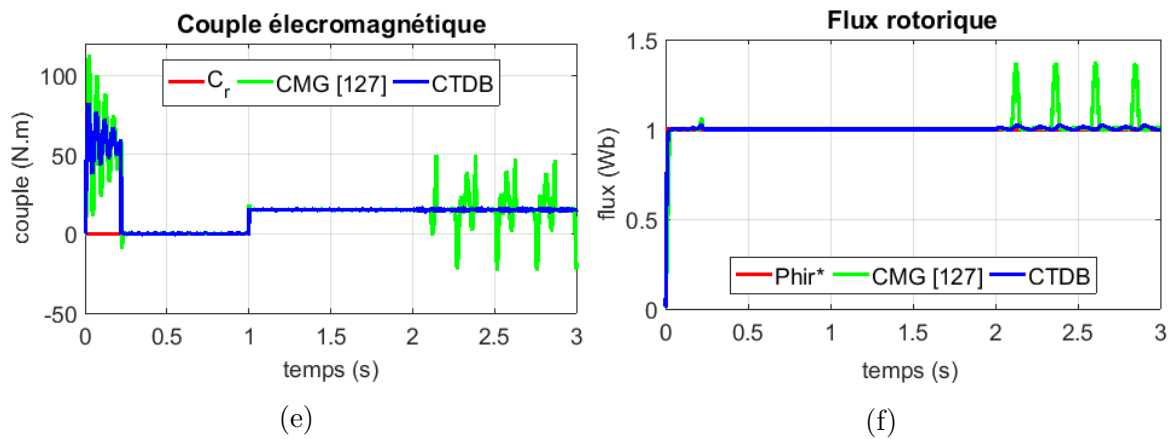


FIGURE 3.5 – Performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE avec un défaut de CBR.

Après l'occurrence du défaut, la dégradation des performances de la MADE est observée avec la CMG ; Les oscillations de vitesse sont visibles sur la figure 3.5 (a) et la figure 3.5 (b). Le courant de phase statorique n'est pas sinusoïdal, déformé par l'effet du défaut comme indiqué sur les figures 3.5 (c) et 3.5 (d). Des fortes ondulations du couple électromagnétique sont visibles à la figure 3.5 (e), où l'ondulation positive maximale atteint  $+49 N.m$  et l'ondulation négative maximale atteint  $-23 N.m$ . La trajectoire du flux illustrée à la figure 3.5 (f) est transformée en oscillations après l'apparition du défaut de CBR. En ce qui concerne la CTDB, les oscillations de la vitesse rotorique sont considérablement réduites comme indiqué sur la figure 3.5 (b) ; La CTDB garantit une meilleure réponse en vitesse avec un suivi de référence précis et offre également une meilleure stabilité avec une faible erreur statique. La performance de suivi du courant de stator change légèrement, selon la figure 3.5 (c), le signal du courant n'est pas sinusoïdal, mais il est périodique et symétrique. De plus, son amplitude ne dépasse pas  $10 A$ , cette déformation spécifique illustrée à la figure 3.5 (d) exprime la compensation de l'effet du défaut de CBR par les phases du stator. Pas d'ondulations dans le signal du couple électromagnétique, comme indiqué sur la figure 3.5 (e). Enfin, la figure 3.5 (f) prouve que la CTDB est capable de conduire correctement le flux à sa référence souhaitée ( $1Wb$ ) même en cas de défaut de CBR. À partir de ces résultats de simulation, nous pouvons conclure que le défaut de CBR n'affecte pas les performances de la CTDB, même en présence d'un couple de charge tandis que que la CMG n'est pas en mesure de gérer correctement la machine avec un rotor à cage d'écureuil déséquilibré. Les indicateurs de performances en régime permanent pour les deux méthodes de contrôle

dans le cas d'un défaut de CBR, sont donnés dans le tableau 3.4.

Stratégie de commande	Dépas. (%)	<i>IEA</i>	<i>ICE</i>	<i>ITEA</i>
CMG	0,3	2,12	12,57	5,627
CTDB	0,08	$27,85 \cdot 10^{-3}$	$10,34 \cdot 10^{-4}$	$71,21 \cdot 10^{-3}$

TABLE 3.4 – Indicateurs de performance de la CMG proposée dans [127] et de la CTDB pour une MADE avec un défaut de CBR.

Les résultats du tableau 3.4 confirment l'efficacité et la robustesse de la CTDB par rapport à la CMG dans le cas d'un fonctionnement défectueux.

### 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un contrôle passif tolérant aux défauts, précis et simple, basé sur la stratégie de la commande robuste par backstepping a été présenté pour une MADE défectueuse. La conception de la CTDB proposée est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov et utilise un estimateur de flux rotorique. Les résultats de simulation effectués sous MATLAB/Simulink ont montré la robustesse et l'efficacité de la CTD passive proposée par rapport à la CV dans le cas d'un défaut de PO et par rapport à la CMG dans le cas d'un défaut de CBR, concluant que les références de vitesse et de flux sont bien suivis après l'apparition du défaut et que les ondulations apparues dans le couple électromagnétique peuvent être efficacement réduites avec un rejet totale de la perturbation du couple de charge. Les performances obtenues prouvent que la CTDB proposée est plus efficace que la CMG et la CV pour mener le mode dégradé de la MADE. La CTD proposée peut être utilisée dans des applications industrielles critiques ou le diagnostic du défaut est difficile à obtenir, l'inconvénient de la CTDB est la nécessité d'une connaissance préalable sur la délimitation du défaut qui doit être borné, pour cette raison, nous proposerons dans le chapitre suivant l'approche active de la CTD pour une MADE avec un défaut de CBR. Nous présenterons deux stratégies de commandes basées sur l'intelligence artificielle avec des lois adaptatives.

# Chapitre4

## Commande Tolérante aux Défauts Active de la MADE

### Contents

---

4.1	Introduction . . . . .	121
4.2	CTD basée sur le Contrôleur Flou Type-2 Adaptatif . . .	121
4.3	CTD basée sur les Réseaux de Neurones . . . . .	140
4.4	Conclusion . . . . .	154

---

## 4.1 Introduction

DANS la première partie de ce chapitre nous allons appliquer la théorie des intervalles flous proposée dans [140] avec adaptation des paramètres, pour contrôler une MADE présentant des incertitudes dans ses paramètres (MADE avec un défaut de cassure de barres rotorique). Les méthodes floues type-2 qui ont été introduites par Zadeh [141] ont été utilisées pour améliorer la performance des contrôleurs flou afin de gérer les incertitudes [142, 143]. L'ensemble flou type-2 est plus avantageux par rapport à un ensemble flou classique appelé ensemble flou type-1 dans le cas où il se trouve difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes et précises [142]. La conception du contrôleur flou type-2 pour compenser les effets du défaut de CBR, exige l'utilisation des fonctions d'appartenance supérieure et inférieure avec un modèle flou de Takagi-Sugeno-Kang (TSK), l'optimisation des paramètres du contrôleur flou type-2 est assurée par des lois adaptatives. Dans les mêmes conditions de fonctionnement de la MADE, la deuxième partie de ce chapitre présente le contrôleur neuronal qui a été proposé pour l'ajustement de la vitesse d'un moteur à induction [144-146]. L'avantage majeur de cette technique de commande est sa capacité de se rapprocher des facteurs non linéaires et incertains grâce aux lois d'apprentissage, en effet, les RN ont une capacité d'approcher les incertitudes dans des systèmes à modèle incertain dotés de fonctions complexes et inconnues sans avoir besoin d'une connaissance précise des paramètres du modèle [147], son seul inconvénient c'est la charge de calcul élevée qui augmente la complexité de l'algorithme et par conséquent, limite le potentiel de mise en oeuvre de cette stratégie de contrôle dans les applications industrielles [148]. Ce chapitre inclus également des simulations numériques pour souligner l'efficacité des deux stratégies de commandes proposées par rapport à la CMG présentée dans [127]. A la fin de ce chapitre, une comparaison est faite entre les différentes CTD proposées dans cette thèse en utilisant les indicateurs de performances.

## 4.2 CTD basée sur le Contrôleur Flou Type-2 Adaptatif

Récemment, plusieurs recherches ont utilisés le système d'inférence flou type-2 (SIFT2) dans le développement des CTD ; [149] présente une CTDA basée sur un contrôleur flou type-2 (CFT2) associé à un autre contrôleur par mode glissant en utilisant un observateur non-linéaire pour commander un hélicoptère de trois degrés de

liberté (3DL) soumise à un défaut de capteur de vitesse et à un défaut d'actionnaire, les résultats de simulation démontrent que la CTD proposée est capable de maintenir des performances satisfaisantes pour l'hélicoptère 3DL même en présence de ces défauts. [150] présente un couplage de trois stratégies de contrôle : CFT2, CMG et réseaux de neurones pour commander un hélicoptère octorotor à 6 DL en présence de défauts d'actionneurs et de capteurs, les résultats de simulation montrent que cette combinaison de contrôles peut considérablement réduire l'effet de chattering et d'assurer un bon suivi des références même en présence de ces conditions anormales. [151] développe une stratégie de commande basée sur des CFT2s qui modélisent et contrôlent, simultanément, un pendule inversé mobile à deux roues sous-actionné (PIMDRSA) avec des incertitudes de modélisation et des perturbations externes. L'objectif de la commande est d'atteindre la position et la direction souhaitées tout en maintenant la PIMDRSA équilibrée, pour ce faire, les auteurs ont intégrés quatre CFT2 : le premier CFT2 décrit la dynamique de la PIMDRSA à l'aide d'un modèle Takagi-Sugeno, le second CFT2 contrôle l'équilibre de la PIMDRSA en utilisant également un modèle Takagi-Sugeno, les troisième et quatrième CFT2 contrôlent sa position et sa direction, respectivement en utilisant un modèle Mamdani. L'approche proposée est comparée à une autre méthode basée sur des contrôleurs flous type-1 (CFT1) dans des expériences réelles. Tous les résultats démontrent que le CFT2 est plus efficace que le CFT1, en particulier dans le fonctionnement sous des incertitudes de modélisation et des perturbations externes.

#### 4.2.1 Ensemble flou type-2

Les ensembles flous type-2 sont utilisés dans le cas où l'interprétation des fonctions d'appartenances floues par des nombres réels entre 0 et 1 est impossible [152], c'est-à-dire, quand il y a une incertitude dans la valeur d'appartenance de chaque élément appartenant à un ensemble flou. Par conséquent, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble flou type-2 est un ensemble flou inclus dans l'intervalle  $[0, 1]$ . La figure 4.1 présente un ensemble flou type-2 caractérisé par une fonction d'appartenance gaussienne, le degré d'appartenance pour chaque élément  $x_k$  peut être représenté sous la forme d'un intervalle borné par une fonction d'appartenance supérieure  $\bar{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k)$  et une fonction d'appartenance inférieure  $\underline{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k)$ , tel que [152] :

$$\bar{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_k - m_k}{\sigma_k}\right)^2\right] \text{ et } \underline{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k) = 0.8\bar{\mu}_{\tilde{F}_k^i}(x_k) \quad (4.1)$$

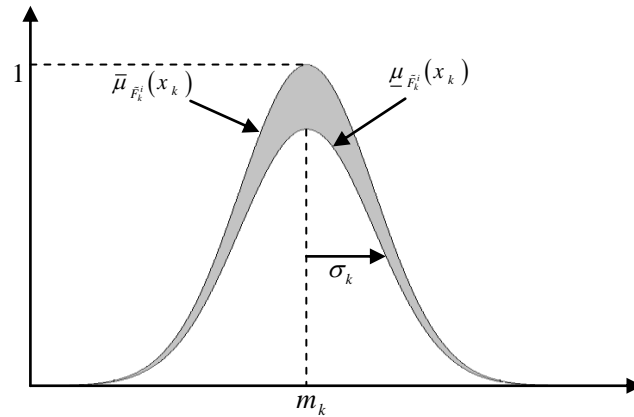


FIGURE 4.1 – Fonction d'appartenance gaussienne d'un ensemble flou type-2 [152].

$\sigma_k$  est l'écart-type de la distribution gaussienne.

$m_k$  est la moyenne de la fonction d'appartenance gaussienne.

#### 4.2.2 Système d'inférence flou type-2

Un SIFT2 est obtenu à partir d'un ensemble flou type-2. La structure d'un SIFT2 comme présentée à la figure 4.2 est presque similaire à celle d'un système d'inférence flou type-1 (SIFT1), la seule différence c'est que les ensembles antécédents et/ou conséquents dans un SIFT2 sont de type-2, de sorte que chaque ensemble de sortie d'une règle est un type-2. Il y a cinq parties principales dans un SIFT2 : fuzzification, base de règles, moteur d'inférence, réduction de type et défuzzification [153].

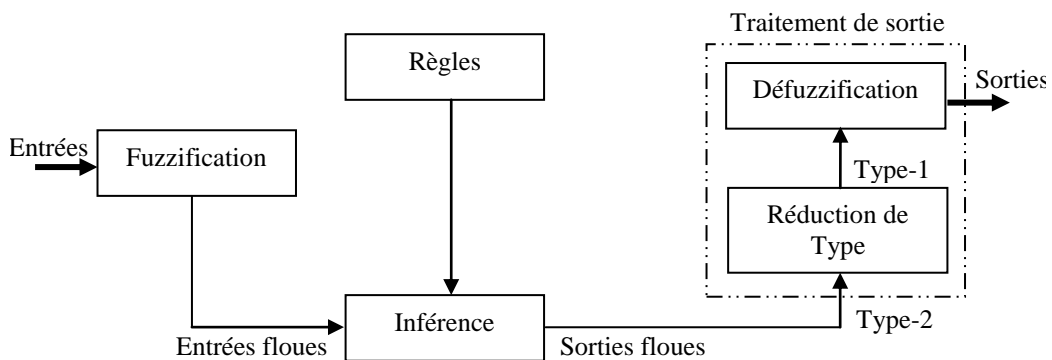


FIGURE 4.2 – Structure d'un système d'inférence flou type-2 (SIFT2) [153].

Le réducteur de type effectue une opération de réduction de type, qui est une version étendue de la défuzzification du type-1. La réduction de type génère un ensemble de type-1 à partir d'un ensemble de sortie de règles de type-2. L'ensemble de type-1

résultant est appelé ensemble de type réduit. L'ensemble de type réduit peut être ensuite déffuzifié pour obtenir une sortie nette ou interprétable. L'ensemble de type réduit d'un SIFT2 montre la variation possible de la sortie nette du système de logique floue en raison des natures incertaines des antécédents et /ou des conséquences [153].

### 4.2.3 Base de règle

La structure d'une règle d'un SIFT2 est semblable à celle du type-1, la seule différence c'est d'avoir une ou toutes les fonctions d'appartenance de type-2, par conséquent, la forme générale de la  $l^{\text{ème}}$  règle du SIFT2 (Takagi-Sugeno-Kang) peut être écrite comme suit [154] :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^l \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^l \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } \tilde{F}_n^l, \text{ Alors } y^l = \tilde{G}^l \quad l = 1, \dots, M \quad (4.2)$$

Où :

$[\tilde{F}_1^l, \tilde{F}_2^l, \dots, \tilde{F}_n^l]^T$  sont les prémisses,  $[x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  sont les entrées du SIFT2,  $\tilde{G}^l$  est l'ensemble des conséquences,  $y^l$  est la sortie du SIFT2 pour la règle  $l$  et  $M$  est le nombre de règles. La condition suffisante pour qu'un système flou soit de type-2, est qu'il existe une seule prémisse ou une seule conclusion de type-2.

### 4.2.4 Inférence

Le SIFT2 utilise l'opération t-normes produit, la  $l^{\text{ème}}$  règle activée nous donne l'intervalle d'activation  $F^l(x_1, \dots, x_n)$  qui est déterminé par deux extrêmes  $\underline{f}^l(x_1, \dots, x_n)$  et  $\overline{f}^l(x_1, \dots, x_n)$  [155] :

$$\tilde{F}^l(x_1, \dots, x_n) = [\underline{f}^l(x_1, \dots, x_n), \overline{f}^l(x_1, \dots, x_n)] = [\underline{f}^l, \overline{f}^l] \quad (4.3)$$

Où :

$\underline{f}^l$  et  $\overline{f}^l$  sont données par :

$$\begin{cases} \underline{f}^l = \underline{\mu}_{F_i^l}(x_1) * \dots * \underline{\mu}_{F_n^l}(x_n) \\ \overline{f}^l = \overline{\mu}_{F_i^l}(x_1) * \dots * \overline{\mu}_{F_n^l}(x_n) \end{cases} \quad (4.4)$$

$\overline{\mu}_{F_i^l}(x_i)$  est le degré d'appartenance supérieur de  $\mu_{F_i^l}(x_i)$ .

$\underline{\mu}_{F_i^l}(x_i)$  est le degré d'appartenance inférieur de  $\mu_{F_i^l}(x_i)$ .

### 4.2.5 Réduction de type

La réduction de type a été proposée par Karnik et Mendel [156], c'est une "version étendue" des méthodes de défuzzification de type-1, la réduction de type est une opération qui nous emmène d'un ensemble flou type-2 à un ensemble flou type-1 appelé « ensemble de type réduit ». Il existe plusieurs méthodes de réduction de type [152, 157] :

- Réduction de type par le centre de gravité.
- Réduction de type par la hauteur.
- Réduction de type par le centre des ensembles.
- Réduction de type par le poids modifié.

Dans ce travail, nous utiliserons la réduction de type par la méthode des centres d'ensembles qui est exprimée comme suit [158] :

$$Y = [\theta^1, \dots, \theta^M, f^1, \dots, f^M] = [y_L, y_R] = \int_{\theta^1} \cdots \int_{\theta^M} \cdots \int_{f^1} \cdots \int_{f^M} 1 / \frac{\sum_{l=1}^M f^l \theta^l}{\sum_{l=1}^M f^l} \quad (4.5)$$

$Y$  est l'ensemble de type réduit défini par deux point d'extrémité  $y_L$  et  $y_R$ .

$[\theta^1, \dots, \theta^M]$  sont les conclusions du SIFT2.  $[f^1, \dots, f^M]$  sont les degrés d'activation, ils prennent les valeurs  $\bar{f}^l$  ou  $\underline{f}^l$ . Pour toute valeur  $y \in Y$ ,  $y$  peut être exprimé comme suit :

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M f^l \theta^l}{\sum_{l=1}^M f^l} \quad (4.6)$$

Selon [155],  $y_L$  et  $y_R$  ne dépendent que de la mixture des valeurs  $\underline{f}^l$  ou  $\bar{f}^l$ . Par conséquent, le point limite de gauche  $y_L$  et le point limite de droite  $y_R$  peuvent être exprimés par un développement en fonction de base floue, c'est-à-dire :

$$y_L = \frac{\sum_{l=1}^M \underline{f}_L^l \theta_L^l}{\sum_{l=1}^M \underline{f}_L^l} = \sum_{l=1}^M \psi_L^l(x) \theta_L^l = \theta_L^T \psi_L(X) \quad (4.7)$$

$f_L^l$  est le degré d'activation ( $\underline{f}^l$  ou  $\bar{f}^l$ ) relatif au point limite de gauche  $y_L$ .

$\psi_L^l(x) = \frac{f_L^l}{\sum_{l=1}^M f_L^l}$  est la composante des vecteurs de gauche de la fonction de base floue définie par :  $\psi_L^T(X) = [\psi_L^1(x), \dots, \psi_L^M(x)]$ .  $\theta_L^T = [\theta_L^1, \dots, \theta_L^M]$  sont les conclusions de gauche du SIFT2.

$$y_R = \frac{\sum_{l=1}^M f_R^l \theta_R^l}{\sum_{l=1}^M f_R^l} = \sum_{l=1}^M \psi_R^l(x) \theta_R^l = \theta_R^T \psi_R(X) \quad (4.8)$$

$f_R^l$  est le degré d'activation ( $\bar{f}^l$  ou  $\underline{f}^l$ ) relatif au point limite de droite  $y_R$ .

$\psi_R^l(x) = \frac{f_R^l}{\sum_{l=1}^M f_R^l}$  est la composante des vecteurs de droite de la fonction de base floue définie par :  $\psi_R^T(X) = [\psi_R^1(x), \dots, \psi_R^M(x)]$ .  $\theta_R^T = [\theta_R^1, \dots, \theta_R^M]$  sont les conclusions de droite du SIFT2.

#### 4.2.6 Algorithme du contrôleur flou type-2 adaptatif

Pour calculer  $Y$ , nous devons calculer  $y_L$  et  $y_R$ . Ceci peut être réalisé en utilisant la procédure des algorithmes itératifs de Karnik Mendel qui est donnée dans [157, 159]. Au départ on calcule  $y_R$  :

Supposons que les  $\theta_R^l$  sont disposés en ordre croissant, c'est à dire :  $\theta_R^1 \leq \theta_R^2 \dots \leq \theta_R^M$

1. Calculer  $y_R$  dans (4.8) en fixant initialement  $f_R^l = \frac{\underline{f}^l + \bar{f}^l}{2}$  pour  $l = 1, \dots, M$  où :  $\underline{f}^l$  et  $\bar{f}^l$  ont été déjà calculées en utilisant (4.4), puis on pose  $y'_R = y_R$ .
2. Trouver  $k$  ( $1 \leq k \leq M - 1$ ) tel que  $\theta_R^k \leq y'_R \leq \theta_R^{k+1}$ .
3. Calculer  $y_R$  dans (4.8) avec  $f_R^l = \underline{f}^l$  pour  $l \leq k$  et  $f_R^l = \bar{f}^l$  pour  $l > k$  et on pose  $y''_R = y_R$ .
4. Si  $y''_R \neq y'_R$ , alors aller à l'étape 5. Si  $y''_R = y'_R$ , alors mettre  $y_R = y''_R$  et passez à l'étape 6.
5. Mettre  $y'_R = y''_R$ , et retournez à l'étape 2.
6. Fin.

La procédure pour calculer  $y_L$  est similaire à celle de  $y_R$ , sauf à l'étape 2, il faut déterminer  $k'$  ( $1 \leq k' \leq M - 1$ ), tel que  $\theta_L^{k'} \leq y'_L \leq \theta_L^{k'+1}$ , et dans l'étape 3, on met  $f_L^l = \bar{f}^l$  pour  $l \leq k'$  et  $f_L^l = \underline{f}^l$  pour  $l > k'$ .

La sortie du système flou type-2 est la valeur moyenne entre  $y_R$  et  $y_L$ , donnée par :

$$y = \frac{\theta_L^T \psi_L(x) + \theta_R^T \psi_R(x)}{2} = \theta^T \psi(x) \quad (4.9)$$

Avec :  $\psi(x) = \frac{1}{2}[\psi_L(x), \psi_R(x)]$  et  $\theta^T = [\theta_L^T, \theta_R^T]$ .

#### 4.2.7 Conception d'un contrôleur flou type-2 adaptatif pour une MADE avec un défaut de CBR

L'objectif est de concevoir une commande floue type-2 adaptative (CFT2A) pour un modèle incertain de la MADE en présence d'un défaut de CBR afin de gérer correctement le suivi de flux et de la vitesse. Le rôle du SIFT2 consiste à approximer les non-linéarités locales de chaque sous-système tandis que les lois adaptatives ajustent en temps réel les paramètres flous en respectant la stabilité et la convergence du système selon la théorie de Lyapunov et cela jusqu'à ce que les performances de suivi souhaitées soient atteintes [160]. Pour concevoir facilement le contrôleur proposé, nous utilisons le modèle défectueux de la MADE développé dans (2.125) en présence du défaut de CBR :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial t} \Omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) + f_1 \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) + f_2 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} + f_3 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} + f_4 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{so1} + f_5 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sd2} + f_6 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} + f_7 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{so2} + f_8 \end{array} \right. \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} f_1 &= -\frac{p}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \Omega; \quad f_2 = \frac{-R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \Gamma_1; \quad f_3 = \frac{-R_{s1}}{L_{s1}} i_{sd1} + \omega_s i_{sq1} + \frac{\omega_s T_r \varphi_r \omega_{gl}}{L_{s1}} + \Gamma_2; \\ f_4 &= \frac{-R_{s1}}{L_{s1}} i_{sq1} - \omega_s i_{sd1} - \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s1}} + \Gamma_3; \quad f_5 = \frac{-R_{s1}}{L_{s1}} i_{so1}, \quad f_6 = \frac{-R_{s2}}{L_{s2}} i_{sd2} + \omega_s i_{sq2} + \frac{\omega_s T_r \varphi_r \omega_{gl}}{L_{s2}} + \Gamma_4; \\ f_7 &= \frac{-R_{s2}}{L_{s2}} i_{sq2} - \omega_s i_{sd2} - \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s2}} + \Gamma_5; \quad f_8 = \frac{-R_{s2}}{L_{s2}} i_{so2} \end{aligned}$$

On peut estimer n'importe quelles fonctions non linéaires  $h_i(\bar{x}_i)$ ,  $i = \overline{1, 8}$  par un système d'inférence flou type-2, comme suit :

$$\hat{h}_i(\bar{x}_i) = \theta_i^T \psi_i(\bar{x}_i) \quad i = \overline{1, 8} \quad (4.11)$$

$\bar{x}_i$  est le vecteur d'entrée,  $\theta_i$  est le vecteur des paramètres d'ajustement et  $\psi_i(\bar{x}_i)$  sont les moyennes des fonctions de base calculées à l'aide d'un SIFT2 (Chaque fonction de base est calculée en tant que la moyenne des fonctions de base gauche et droite correspondantes). Les fonctions réelles  $h_i(\bar{x}_i)$  sont données par :

$$h_i(\bar{x}_i) = \theta_i^{*T} \psi_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \quad i = \overline{1,8} \quad (4.12)$$

L'utilisation des paramètres optimaux  $\theta_i^*$  est seulement pour des fins analytiques. Pour cette raison, l'intégration du contrôleur ne nécessite pas leurs valeurs [161]. Les erreurs paramétriques sont données par :

$$\tilde{\theta} = \theta_i^* - \theta_i \quad i = \overline{1,8} \quad (4.13)$$

$\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)$  sont les erreurs d'approximation, tel que :  $|\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)| \leq \bar{\omega}_i$

$\bar{\omega}_i$  sont des paramètres positifs inconnus. Afin de réaliser un suivi précis de flux et de vitesse, certaines suppositions ont été mises :

**Supposition1.** Les fonctions non linéaires  $f_i(\bar{x}_i)$   $i = \overline{1,8}$  sont continues et supposés inconnus.

**Supposition2.** Les signaux de références  $\Omega^*$ ,  $\varphi_r^*$ ,  $i_{sd1}^*$ ,  $i_{sq1}^*$ ,  $i_{sd2}^*$ ,  $i_{sq2}^*$ ,  $i_{so1}^*$ ,  $i_{so2}^*$  et leurs premières dérivées sont bornées et continues.

**Supposition3.** Les courants du rotor et du stator ainsi que la vitesse rotorique sont disponibles pour la mesure.

Les erreurs de suivi et leurs erreurs filtrées sont données par :

Pour la vitesse rotorique :

$$\tilde{\Omega}(t) = \Omega(t) - \Omega^*, S_\Omega = \tilde{\Omega}(t) + \lambda_\Omega \int_0^t \tilde{\Omega}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{\Omega}(0) = 0 \quad (4.14)$$

Pour le flux rotorique :

$$\tilde{\varphi}_r(t) = \varphi_r(t) - \varphi_r^*, S_\varphi = \tilde{\varphi}_r(t) + \lambda_\varphi \int_0^t \tilde{\varphi}_r(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{\varphi}_r(0) = 0 \quad (4.15)$$

Pour les courants statoriques :

$$\tilde{i}_{sd1}(t) = i_{sd1}(t) - i_{sd1}^*, S_{sd1} = \tilde{i}_{sd1}(t) + \lambda_{sd1} \int_0^t \tilde{i}_{sd1}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_{sd1}(0) = 0 \quad (4.16)$$

$$\tilde{i}_{sd2}(t) = i_{sd2}(t) - i_{sd2}^*, S_{sd2} = \tilde{i}_{sd2}(t) + \lambda_{sd2} \int_0^t \tilde{i}_{sd2}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_{sd2}(0) = 0 \quad (4.17)$$

$$\tilde{i}_{sq1}(t) = i_{sq1}(t) - i_{sq1}^*, S_{sq1} = \tilde{i}_{sq1}(t) + \lambda_{sq1} \int_0^t \tilde{i}_{sq1}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_{sq1}(0) = 0 \quad (4.18)$$

$$\tilde{i}_{sq2}(t) = i_{sq2}(t) - i_{sq2}^*, S_{sq2} = \tilde{i}_{sq2}(t) + \lambda_{sq2} \int_0^t \tilde{i}_{sq2}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_{sq2}(0) = 0 \quad (4.19)$$

Pour les composantes homopolaires :

$$\tilde{i}_{so1}(t) = i_{so1}(t) - i_{so1}^*, S_{so1} = \tilde{i}_{so1}(t) + \lambda_{so1} \int_0^t \tilde{i}_{so1}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_{so1}(0) = 0 \quad (4.20)$$

$$\tilde{i}_{so2}(t) = i_{so2}(t) - i_{so2}^*, S_{so2} = \tilde{i}_{so2}(t) + \lambda_{so2} \int_0^t \tilde{i}_{so2}(\tau) d\tau \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_{so2}(0) = 0 \quad (4.21)$$

Où :  $\lambda_\Omega$ ,  $\lambda_\varphi$ ,  $\lambda_{sd1}$ ,  $\lambda_{sd2}$ ,  $\lambda_{sq1}$ ,  $\lambda_{sq2}$ ,  $\lambda_{so1}$  et  $\lambda_{so2}$  sont des paramètres de conception strictement positifs. Nous admettons que :

$$\begin{cases} i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2}, & i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \\ i_{so1}^* = 0, & i_{so2}^* = 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

Les lois adaptatives suivantes de la commande floue sont établies dans le cas où la dynamique de la MADE est incertaine :

$$i_{sq}^* = \frac{J(L_m + L_r)}{p^2 L_m \varphi_r} \left( -\theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) - k_{11} S_\Omega - k_{12} \tanh \left( \frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}} \right) \right) \quad (4.23)$$

$$i_{sd}^* = \frac{L_m + L_r}{L_m R_r} \left( -\theta_2^T \psi_2(\bar{x}_2) - k_{21} S_\varphi - k_{22} \tanh \left( \frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}} \right) \right) \quad (4.24)$$

$$v_{sd1}^* = L_{s1} \left( -\theta_3^T \psi_3(\bar{x}_3) - k_{31} S_{sd1} - k_{32} \tanh \left( \frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}} \right) \right) \quad (4.25)$$

$$v_{sq1}^* = L_{s1} \left( -\theta_4^T \psi_4(\bar{x}_4) - k_{41} S_{sq1} - k_{42} \tanh \left( \frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}} \right) \right) \quad (4.26)$$

$$v_{so1}^* = L_{s1} \left( -\theta_5^T \psi_5(\bar{x}_5) - k_{51} S_{so1} - k_{52} \tanh \left( \frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}} \right) \right) \quad (4.27)$$

$$v_{sd2}^* = L_{s2} \left( -\theta_6^T \psi_6(\bar{x}_6) - k_{61} S_{sd2} - k_{62} \tanh \left( \frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}} \right) \right) \quad (4.28)$$

$$v_{sq2}^* = L_{s2} \left( -\theta_7^T \psi_7(\bar{x}_7) - k_{71} S_{sq2} - k_{72} \tanh \left( \frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}} \right) \right) \quad (4.29)$$

$$v_{so2}^* = L_{s2} \left( -\theta_8^T \psi_8(\bar{x}_8) - k_{81} S_{so2} - k_{82} \tanh \left( \frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}} \right) \right) \quad (4.30)$$

les paramètres de conception  $k_{il}$  sont constantes pour  $i = \overline{1,8}$ .  $\varepsilon_{sq}$ ,  $\varepsilon_{sd}$ ,  $\varepsilon_{sd1}$ ,  $\varepsilon_{sq1}$ ,  $\varepsilon_{so1}$ ,  $\varepsilon_{sd2}$ ,  $\varepsilon_{sq2}$  et  $\varepsilon_{so2}$  sont des paramètres de conception absolument positives, généralement petits.  $\tanh(\cdot)$  est l'abréviation de la fonction tangente hyperbolique. Le système d'inférence flou type-2 a comme entrées, les vecteurs suivants :  $\bar{x}_1 = [\Omega^*, \Omega]^T$ ,  $\bar{x}_2 = [\varphi_r^*, \varphi_r]^T$ ,  $\bar{x}_3 = [i_{sd1}, i_{sq1}]^T$ ,  $\bar{x}_4 = [i_{sq1}, i_{sd1}]^T$ ,  $\bar{x}_5 = [i_{so1}^*, i_{so1}]^T$ ,  $\bar{x}_6 = [i_{sd2}, i_{sq2}]^T$ ,  $\bar{x}_7 = [i_{sq2}, i_{sd2}]^T$ ,  $\bar{x}_8 = [i_{so2}^*, i_{so2}]^T$ . Selon [161, 162] : pour estimer les paramètres de conclusion flous inconnus ( $\theta_i^*$ ) et les paramètres inconnus ( $k_{i2}^*$ ) pour  $i = \overline{1,8}$ , nous adoptons les lois adaptatives suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\theta}_1 = -\sigma_{\theta_1} \gamma_{\theta_1} \theta_1 + \gamma_{\theta_1} S_{\Omega} \psi_1(\bar{x}_1) \\ \dot{\theta}_2 = -\sigma_{\theta_2} \gamma_{\theta_2} \theta_2 + \gamma_{\theta_2} S_{\varphi} \psi_2(\bar{x}_2) \\ \dot{\theta}_3 = -\sigma_{\theta_3} \gamma_{\theta_3} \theta_3 + \gamma_{\theta_3} S_{sd1} \psi_3(\bar{x}_3) \\ \dot{\theta}_4 = -\sigma_{\theta_4} \gamma_{\theta_4} \theta_4 + \gamma_{\theta_4} S_{sq1} \psi_4(\bar{x}_4) \\ \dot{\theta}_5 = -\sigma_{\theta_5} \gamma_{\theta_5} \theta_5 + \gamma_{\theta_5} S_{so1} \psi_5(\bar{x}_5) \\ \dot{\theta}_6 = -\sigma_{\theta_6} \gamma_{\theta_6} \theta_6 + \gamma_{\theta_6} S_{sd2} \psi_6(\bar{x}_6) \\ \dot{\theta}_7 = -\sigma_{\theta_7} \gamma_{\theta_7} \theta_7 + \gamma_{\theta_7} S_{sq2} \psi_7(\bar{x}_7) \\ \dot{\theta}_8 = -\sigma_{\theta_8} \gamma_{\theta_8} \theta_8 + \gamma_{\theta_8} S_{so2} \psi_8(\bar{x}_8) \end{array} \right. \quad (4.31)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{k}_{12} = -\sigma_{k_1} \gamma_{k_1} k_{12} + \gamma_{k_1} S_{\Omega} \tanh\left(\frac{S_{\Omega}}{\varepsilon_{sq}}\right) \\ \dot{k}_{22} = -\sigma_{k_2} \gamma_{k_2} k_{22} + \gamma_{k_2} S_{\varphi} \tanh\left(\frac{S_{\varphi}}{\varepsilon_{sd}}\right) \\ \dot{k}_{32} = -\sigma_{k_3} \gamma_{k_3} k_{32} + \gamma_{k_3} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) \\ \dot{k}_{42} = -\sigma_{k_4} \gamma_{k_4} k_{42} + \gamma_{k_4} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) \\ \dot{k}_{52} = -\sigma_{k_5} \gamma_{k_5} k_{52} + \gamma_{k_5} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) \\ \dot{k}_{62} = -\sigma_{k_6} \gamma_{k_6} k_{62} + \gamma_{k_6} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) \\ \dot{k}_{72} = -\sigma_{k_7} \gamma_{k_7} k_{72} + \gamma_{k_7} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) \\ \dot{k}_{82} = -\sigma_{k_8} \gamma_{k_8} k_{82} + \gamma_{k_8} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) \end{array} \right. \quad (4.32)$$

Où :

$\sigma_{\theta_i}$ ,  $\gamma_{\theta_i}$ ,  $\gamma_{k_i}$ ,  $\sigma_{k_i} > 0$  (pour  $i = \overline{1,8}$ ), sont des constantes de conception.

**Théorème 2** *Les propriétés suivantes sont valables pour une MADE modélisé par (4.10) et contrôlée par les lois adaptatives présentées dans (4.31) et (4.32) :*

- *La délimitation des signaux est garantie en boucle fermée.*
- *Le choix optimal des paramètres de réglage assure la convergence exponentielle des variables d'erreurs :  $\tilde{\Omega}(t)$ ,  $\tilde{\varphi}_r(t)$ ,  $\tilde{i}_{sd1}(t)$ ,  $\tilde{i}_{sq1}(t)$ ,  $\tilde{i}_{sd2}(t)$ ,  $\tilde{i}_{sq2}(t)$ ,  $\tilde{i}_{so1}(t)$  et  $\tilde{i}_{so2}(t)$  à une boule dont le rayon est insignifiant.*

La preuve du théorème 2 est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov qui est présenté par deux étapes consécutives.

**Etape 1 :** Le but de cette étape est d'amener la vitesse à la référence désirée grâce à un contrôleur de vitesse adéquat. En utilisant la formule de l'erreur filtrée de la vitesse rotorique définie en (4.14) :

$$S_{\Omega} = \tilde{\Omega}(t) + \lambda_{\Omega} \int_0^t \tilde{\Omega}(\tau) d\tau \quad (4.33)$$

En utilisant (4.10), la dérivée temporelle de  $S_{\Omega}$  est :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Omega} &= \dot{\tilde{\Omega}}(t) + \lambda_{\Omega} \tilde{\Omega} \\ &= \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) + f_1 - \dot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \tilde{\Omega} \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\dot{S}_{\Omega} = h_1(\bar{x}_1) + \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{sq}^* \quad (4.35)$$

Où :

$h_1(\bar{x}_1) = f_1 - \dot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \tilde{\Omega}$ ,  $i_{sq}^*$  est la valeur de référence de  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  qui ajuste la vitesse du rotor et assure la capacité de réjection des perturbations de la charge.

La fonction de Lyapunov associée à l'erreur de la vitesse rotorique est présentée par :

$$V_1 = \frac{1}{2} S_{\Omega}^2 \quad (4.36)$$

La dérivée temporelle de (4.36) est :

$$\dot{V}_1 = S_{\Omega} h_1(\bar{x}_1) + S_{\Omega} \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{sq}^* \quad (4.37)$$

Le système flou type-2 adaptatif est utilisé pour approximer la fonction continue incertaine  $h_1(\bar{x}_1)$  :

$$\hat{h}_1(\bar{x}_1) = \theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) = \theta_1^{*T} \psi_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \quad (4.38)$$

$$h_1(\bar{x}_1) = -\tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + \theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \quad (4.39)$$

Où :

$\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$  est l'erreur paramétrique.

En remplaçant (4.39) dans (4.37), nous obtenons :

$$\dot{V}_1 = -S_\Omega \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + S_\Omega \theta_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + S_\Omega \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) + S_\Omega \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{sq}^* \quad (4.40)$$

Où :

$\bar{\omega}_1$  est une constante inconnue telle que :

$$|\bar{\omega}_1(\bar{x}_1)| \leq \bar{\omega}_1 \quad (4.41)$$

Si on choisit l'expression de  $i_{sq}^*$  présentée dans (4.23) et en utilisant (4.40), on peut faire l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 \leq -S_\Omega \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* |S_\Omega| - k_{12} S_\Omega \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_\Omega^2 \quad (4.42)$$

Où :

$$k_{12}^* = \bar{\omega}_1.$$

**Lemme 2** [161, 163]

L'ensemble  $\{\varepsilon_i > 0, x \in \mathbb{R}\}$  vérifie l'inégalité suivante :

$$\begin{cases} 0 \leq |x| - x \tanh\left(\frac{x}{\varepsilon_i}\right) \leq \bar{\varepsilon}_i = \rho \varepsilon_i \\ \rho = \exp^{(-1+\rho)} \cong 0.2785 \end{cases} \quad (4.43)$$

En exploitant (4.43), (4.42) devient :

$$\dot{V}_1 \leq -S_\Omega \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{12} S_\Omega \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_\Omega^2 \quad (4.44)$$

Sachant que :  $\tilde{k}_{12} = k_{12} - k_{12}^*$  et  $\bar{\varepsilon}_{sq} = 0.2785 \varepsilon_{sq}$ .

La fonction de Lyapunov liée aux lois adaptatives qui estiment les paramètres inconnus  $\theta_1^*$  et  $k_{12}^*$  est définie par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12}^2 \quad (4.45)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_2 \leq -S_\Omega \tilde{\theta}_1^T \psi_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{12} S_\Omega \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_\Omega^2 + \frac{1}{\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\theta}_1 + \frac{1}{\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12} \dot{k}_{12} \quad (4.46)$$

En substituant les valeurs de  $\dot{\theta}_1$  et  $\dot{k}_{12}$  choisis dans (4.31) et (4.32), respectivement,  $\dot{V}_2$  sera bornée par l'expression suivante :

$$\dot{V}_2 \leq k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - k_{11} S_\Omega^2 - \sigma_{\theta_1} \tilde{\theta}_1^T \theta_1 - \sigma_{k_1} \tilde{k}_{12} k_{12} \quad (4.47)$$

**Propriété 4.1** [161, 163]

$$\begin{cases} -\tilde{\Theta}^T \Theta \leq -\frac{1}{2} \|\tilde{\Theta}\|^2 + \frac{1}{2} \|\Theta^*\|^2 \\ \tilde{\Theta} = \Theta - \Theta^* \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (4.48)$$

Où :

$m$  est un nombre entier positif. En utilisant (4.48), (4.47) prend la forme suivante :

$$\dot{V}_2 \leq -k_{11} S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 \quad (4.49)$$

Avec :

$$\bar{\varepsilon}_1 = k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} + \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\theta_1^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_1}}{2} k_{12}^{*2}$$

La stabilisation des erreurs filtrées  $S_\varphi$ ,  $S_{sd1}$ ,  $S_{sq1}$ ,  $S_{so1}$ ,  $S_{sd2}$ ,  $S_{sq2}$  et  $S_{so2}$  sera atteinte dans l'étape suivante.

**Etape 2 :** Le but de cette étape est de concevoir les lois de commande :  $i_{sd}^*$ ,  $v_{sd1}$ ,  $v_{sq1}$ ,  $v_{so1}$ ,  $v_{sd2}$ ,  $v_{sq2}$  et  $v_{so2}$ . La fonction de Lyapunov adaptée à cette étape est donnée par :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} S_\varphi^2 + \frac{1}{2} S_{sd1}^2 + \frac{1}{2} S_{sq1}^2 + \frac{1}{2} S_{so1}^2 + \frac{1}{2} S_{sd2}^2 + \frac{1}{2} S_{sq2}^2 + \frac{1}{2} S_{so2}^2 \quad (4.50)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + S_\varphi\dot{S}_\varphi + S_{sd1}\dot{S}_{sd1} + S_{sq1}\dot{S}_{sq1} + S_{so1}\dot{S}_{so1} + \\ & S_{sd2}\dot{S}_{sd2} + S_{sq2}\dot{S}_{sq2} + S_{so2}\dot{S}_{so2} \end{aligned} \quad (4.51)$$

Les dérivées des erreurs filtrées sont obtenues en utilisant (4.10) et (4.14)-(4.21) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_\varphi = \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{sd}^* + f_2 + \lambda_\varphi \tilde{\varphi}_r - \dot{\varphi}_r^* \\ \dot{S}_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} + f_3 + \lambda_{sd1} \tilde{i}_{sd1} - \dot{i}_{sd1}^* \\ \dot{S}_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} + f_4 + \lambda_{sq1} \tilde{i}_{sq1} - \dot{i}_{sq1}^* \\ \dot{S}_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{so1} + f_5 + \lambda_{so1} \tilde{i}_{so1} - \dot{i}_{so1}^* \\ \dot{S}_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sd2} + f_6 + \lambda_{sd2} \tilde{i}_{sd2} - \dot{i}_{sd2}^* \\ \dot{S}_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} + f_7 + \lambda_{sq2} \tilde{i}_{sq2} - \dot{i}_{sq2}^* \\ \dot{S}_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{so2} + f_8 + \lambda_{so2} \tilde{i}_{so2} - \dot{i}_{so2}^* \end{array} \right. \quad (4.52)$$

En remplaçant (4.52) dans (4.51), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2}\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + S_\varphi \left( h_2(\bar{x}_2) + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{sd}^* \right) + \\ & S_{sd1} \left( h_3(\bar{x}_3) + \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} \right) + S_{sq1} \left( h_4(\bar{x}_4) + \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} \right) + S_{so1} \left( h_5(\bar{x}_5) + \frac{1}{L_{s1}} v_{so1} \right) + \\ & S_{sd2} \left( h_6(\bar{x}_6) + \frac{1}{L_{s2}} v_{sd2} \right) + S_{sq2} \left( h_7(\bar{x}_7) + \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} \right) + S_{so2} \left( h_8(\bar{x}_8) + \frac{1}{L_{s2}} v_{so2} \right) \end{aligned} \quad (4.53)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_2(\bar{x}_2) = f_2 + \lambda_\varphi \tilde{\varphi}_r - \dot{\varphi}_r^* \\ h_3(\bar{x}_3) = f_3 + \lambda_{sd1} \tilde{i}_{sd1} - \dot{i}_{sd1}^* \\ h_4(\bar{x}_4) = f_4 + \lambda_{sq1} \tilde{i}_{sq1} - \dot{i}_{sq1}^* \\ h_5(\bar{x}_5) = f_5 + \lambda_{so1} \tilde{i}_{so1} - \dot{i}_{so1}^* \\ h_6(\bar{x}_6) = f_6 + \lambda_{sd2} \tilde{i}_{sd2} - \dot{i}_{sd2}^* \\ h_7(\bar{x}_7) = f_7 + \lambda_{sq2} \tilde{i}_{sq2} - \dot{i}_{sq2}^* \\ h_8(\bar{x}_8) = f_8 + \lambda_{so2} \tilde{i}_{so2} - \dot{i}_{so2}^* \end{array} \right. \quad (4.54)$$

$h_i(\bar{x}_i)$ ,  $i = \overline{2, 8}$  sont des fonctions d'incertitudes continues, leur approximation est effectuée par le système flou type-2 adaptatif suivant :

$$h_i(\bar{x}_i) = -\tilde{\theta}_i^T \psi_i(\bar{x}_i) + \theta_i^T \psi_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \quad i = \overline{2, 8} \quad (4.55)$$

Où :

$\tilde{\theta}_i = \theta_i - \theta_i^*$  exprime le vecteur d'erreur,  $\bar{x}_i$  est le vecteur d'entrée,  $\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)$  est l'erreur d'approximation floue avec  $\bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \leq \bar{\omega}_i, \forall \bar{x}_i \in D_{x_i}, \bar{\omega}_i$  est une constante inconnue. Si nous sélectionnons les composantes du contrôleur flou adaptatif proposés dans (4.23)-(4.30) et les fonctions d'incertitude continue  $h_i(\bar{x}_i)$  développées en (4.55),  $\dot{V}_3$  sera bornée par le terme suivant :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_\varphi \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* |S_\varphi| - k_{22} S_\varphi \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21} S_\varphi^2 - S_{sd1} \tilde{\theta}_3^T \psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* |S_{sd1}| - k_{32} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) - k_{31} S_{sd1}^2 - S_{sq1} \tilde{\theta}_4^T \psi_4(\bar{x}_4) + \\ & k_{42}^* |S_{sq1}| - k_{42} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) - k_{41} S_{sq1}^2 - S_{so1} \tilde{\theta}_5^T \psi_5(\bar{x}_5) + k_{52}^* |S_{so1}| - k_{52} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) - \\ & k_{51} S_{so1}^2 - S_{sd2} \tilde{\theta}_6^T \psi_6(\bar{x}_6) + k_{62}^* |S_{sd2}| - k_{62} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) - k_{61} S_{sd2}^2 - S_{sq2} \tilde{\theta}_7^T \psi_7(\bar{x}_7) + \\ & k_{72}^* |S_{sq2}| - k_{72} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) - k_{71} S_{sq2}^2 - S_{so2} \tilde{\theta}_8^T \psi_8(\bar{x}_8) + k_{82}^* |S_{so2}| - k_{82} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) \\ & - k_{81} S_{so2}^2 \quad (4.56) \end{aligned}$$

Où :

$$k_{22}^* = \bar{\omega}_2, k_{32}^* = \bar{\omega}_3, k_{42}^* = \bar{\omega}_4, k_{52}^* = \bar{\omega}_5, k_{62}^* = \bar{\omega}_6, k_{72}^* = \bar{\omega}_7, k_{82}^* = \bar{\omega}_8$$

En exploitant (4.43), l'inégalité (4.56) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_\varphi \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{22} S_\varphi \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21} S_\varphi^2 - S_{sd1} \tilde{\theta}_3^T \psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\varepsilon}_{sd1} - \tilde{k}_{32} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) - k_{31} S_{sd1}^2 - S_{sq1} \tilde{\theta}_4^T \psi_4(\bar{x}_4) + \\ & k_{42}^* \bar{\varepsilon}_{sq1} - \tilde{k}_{42} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) - k_{41} S_{sq1}^2 - S_{so1} \tilde{\theta}_5^T \psi_5(\bar{x}_5) + k_{52}^* \bar{\varepsilon}_{so1} - \tilde{k}_{52} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) - \\ & k_{51} S_{so1}^2 - S_{sd2} \tilde{\theta}_6^T \psi_6(\bar{x}_6) + k_{62}^* \bar{\varepsilon}_{sd2} - \tilde{k}_{62} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) - k_{61} S_{sd2}^2 - S_{sq2} \tilde{\theta}_7^T \psi_7(\bar{x}_7) + \\ & k_{72}^* \bar{\varepsilon}_{sq2} - \tilde{k}_{72} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) - k_{71} S_{sq2}^2 - S_{so2} \tilde{\theta}_8^T \psi_8(\bar{x}_8) + k_{82}^* \bar{\varepsilon}_{so2} - \tilde{k}_{82} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) - \\ & k_{81} S_{so2}^2 \quad (4.57) \end{aligned}$$

Où :

$$\begin{aligned} \tilde{k}_{22} &= k_{22} - k_{22}^*, \tilde{k}_{32} = k_{32} - k_{32}^*, \tilde{k}_{42} = k_{42} - k_{42}^*, \tilde{k}_{52} = k_{52} - k_{52}^*, \tilde{k}_{62} = k_{62} - k_{62}^*, \\ \tilde{k}_{72} &= k_{72} - k_{72}^*, \tilde{k}_{82} = k_{82} - k_{82}^*, \bar{\varepsilon}_{sd} = 0.2785 \varepsilon_{sd}, \bar{\varepsilon}_{sd1} = 0.2785 \varepsilon_{sd1}, \bar{\varepsilon}_{sq1} = 0.2785 \varepsilon_{sq1}, \\ \bar{\varepsilon}_{so1} &= 0.2785 \varepsilon_{so1}, \bar{\varepsilon}_{sd2} = 0.2785 \varepsilon_{sd2}, \bar{\varepsilon}_{sq2} = 0.2785 \varepsilon_{sq2} \text{ et } \bar{\varepsilon}_{so2} = 0.2785 \varepsilon_{so2}. \end{aligned}$$

$\{\theta_i, k_{i2}^*\}$ ,  $i = \overline{2, 8}$  sont des paramètres inconnus, leur estimation nécessite une loi adaptative définie par la fonction de Lyapunov suivante :

$$\begin{aligned} V_4 = V_3 &+ \frac{1}{2\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_3}} \tilde{\theta}_3^T \tilde{\theta}_3 + \frac{1}{2\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_4}} \tilde{\theta}_4^T \tilde{\theta}_4 + \frac{1}{2\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42}^2 + \\ &\frac{1}{2\gamma_{\theta_5}} \tilde{\theta}_5^T \tilde{\theta}_5 + \frac{1}{2\gamma_{k_5}} \tilde{k}_{52}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_6}} \tilde{\theta}_6^T \tilde{\theta}_6 + \frac{1}{2\gamma_{k_6}} \tilde{k}_{62}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_7}} \tilde{\theta}_7^T \tilde{\theta}_7 + \frac{1}{2\gamma_{k_7}} \tilde{k}_{72}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_8}} \tilde{\theta}_8^T \tilde{\theta}_8 + \frac{1}{2\gamma_{k_8}} \tilde{k}_{82}^2 \end{aligned} \quad (4.58)$$

La dérivation de (4.58) donne :

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -k_{11} S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_\varphi \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{22} S_\varphi \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21} S_\varphi^2 - S_{sd1} \tilde{\theta}_3^T \psi_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\varepsilon}_{sd1} - \tilde{k}_{32} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) - k_{31} S_{sd1}^2 - S_{sq1} \tilde{\theta}_4^T \psi_4(\bar{x}_4) + \\ & k_{42}^* \bar{\varepsilon}_{sq1} - \tilde{k}_{42} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) - k_{41} S_{sq1}^2 - S_{so1} \tilde{\theta}_5^T \psi_5(\bar{x}_5) + k_{52}^* \bar{\varepsilon}_{so1} - \tilde{k}_{52} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) - \\ & k_{51} S_{so1}^2 - S_{sd2} \tilde{\theta}_6^T \psi_6(\bar{x}_6) + k_{62}^* \bar{\varepsilon}_{sd2} - \tilde{k}_{62} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) - k_{61} S_{sd2}^2 - S_{sq2} \tilde{\theta}_7^T \psi_7(\bar{x}_7) + \\ & k_{72}^* \bar{\varepsilon}_{sq2} - \tilde{k}_{72} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) - k_{71} S_{sq2}^2 - S_{so2} \tilde{\theta}_8^T \psi_8(\bar{x}_8) + k_{82}^* \bar{\varepsilon}_{so2} - \tilde{k}_{82} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) - \\ & k_{81} S_{so2}^2 + \frac{1}{\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \dot{\theta}_2 + \frac{1}{\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22} \dot{k}_{22} + \frac{1}{\gamma_{\theta_3}} \tilde{\theta}_3^T \dot{\theta}_3 + \frac{1}{\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32} \dot{k}_{32} + \frac{1}{\gamma_{\theta_4}} \tilde{\theta}_4^T \dot{\theta}_4 + \frac{1}{\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42} \dot{k}_{42} + \\ & \frac{1}{\gamma_{\theta_5}} \tilde{\theta}_5^T \dot{\theta}_5 + \frac{1}{\gamma_{k_5}} \tilde{k}_{52} \dot{k}_{52} + \frac{1}{\gamma_{\theta_6}} \tilde{\theta}_6^T \dot{\theta}_6 + \frac{1}{\gamma_{k_6}} \tilde{k}_{62} \dot{k}_{62} + \frac{1}{\gamma_{\theta_7}} \tilde{\theta}_7^T \dot{\theta}_7 + \frac{1}{\gamma_{k_7}} \tilde{k}_{72} \dot{k}_{72} + \\ & \frac{1}{\gamma_{\theta_8}} \tilde{\theta}_8^T \dot{\theta}_8 + \frac{1}{\gamma_{k_8}} \tilde{k}_{82} \dot{k}_{82} \end{aligned} \quad (4.59)$$

En utilisant (4.48), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -k_{11} S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 - k_{21} S_\varphi^2 - \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k_2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 - k_{31} S_{sd1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_3}}{2} \|\tilde{\theta}_3\|^2 - \\ & \frac{\sigma_{k_3}}{2} \tilde{k}_{32}^2 - k_{41} S_{sq1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_4}}{2} \|\tilde{\theta}_4\|^2 - \frac{\sigma_{k_4}}{2} \tilde{k}_{42}^2 - k_{51} S_{so1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_5}}{2} \|\tilde{\theta}_5\|^2 - \frac{\sigma_{k_5}}{2} \tilde{k}_{52}^2 - k_{61} S_{sd2}^2 - \\ & \frac{\sigma_{\theta_6}}{2} \|\tilde{\theta}_6\|^2 - \frac{\sigma_{k_6}}{2} \tilde{k}_{62}^2 - k_{71} S_{sq2}^2 - \frac{\sigma_{\theta_7}}{2} \|\tilde{\theta}_7\|^2 - \frac{\sigma_{k_7}}{2} \tilde{k}_{72}^2 - k_{81} S_{so2}^2 - \frac{\sigma_{\theta_8}}{2} \|\tilde{\theta}_8\|^2 - \frac{\sigma_{k_8}}{2} \tilde{k}_{82}^2 + \\ & \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4 + \bar{\varepsilon}_5 + \bar{\varepsilon}_6 + \bar{\varepsilon}_7 + \bar{\varepsilon}_8 \end{aligned} \quad (4.60)$$

Où :

$$\begin{aligned}\bar{\varepsilon}_2 &= k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sd} + \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\theta_2^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_2}}{2} k_{22}^{*2}, \quad \bar{\varepsilon}_3 = k_{32}^* \bar{\varepsilon}_{sd1} + \frac{\sigma_{\theta_3}}{2} \|\theta_3^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_3}}{2} k_{32}^{*2} \\ \bar{\varepsilon}_4 &= k_{42}^* \bar{\varepsilon}_{sq1} + \frac{\sigma_{\theta_4}}{2} \|\theta_4^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_4}}{2} k_{42}^{*2}, \quad \bar{\varepsilon}_5 = k_{52}^* \bar{\varepsilon}_{so1} + \frac{\sigma_{\theta_5}}{2} \|\theta_5^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_5}}{2} k_{52}^{*2} \\ \bar{\varepsilon}_6 &= k_{62}^* \bar{\varepsilon}_{sd2} + \frac{\sigma_{\theta_6}}{2} \|\theta_6^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_6}}{2} k_{62}^{*2}, \quad \bar{\varepsilon}_7 = k_{72}^* \bar{\varepsilon}_{sq2} + \frac{\sigma_{\theta_7}}{2} \|\theta_7^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_7}}{2} k_{72}^{*2} \\ \bar{\varepsilon}_8 &= k_{82}^* \bar{\varepsilon}_{so2} + \frac{\sigma_{\theta_8}}{2} \|\theta_8^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_8}}{2} k_{82}^{*2}\end{aligned}$$

Une forme simplifiée de (4.60) peut être présentée comme suit :

$$\dot{V}_4 \leq -\eta V_4 + \mu \quad (4.61)$$

Avec :

$$\mu = \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4 + \bar{\varepsilon}_5 + \bar{\varepsilon}_6 + \bar{\varepsilon}_7 + \bar{\varepsilon}_8$$

$$\eta_k = \min \{ \sigma_{k_1} \gamma_{k_1}, \sigma_{k_2} \gamma_{k_2}, \sigma_{k_3} \gamma_{k_3}, \sigma_{k_4} \gamma_{k_4}, \sigma_{k_5} \gamma_{k_5}, \sigma_{k_6} \gamma_{k_6}, \sigma_{k_7} \gamma_{k_7}, \sigma_{k_8} \gamma_{k_8} \}$$

Et :

$$\eta = \min \{ 2k_{11}, 2k_{21}, 2k_{31}, 2k_{41}, 2k_{51}, 2k_{61}, 2k_{71}, 2k_{81}, \sigma_{\theta_1} \gamma_{\theta_1}, \sigma_{\theta_2} \gamma_{\theta_2}, \sigma_{\theta_3} \gamma_{\theta_3}, \sigma_{\theta_4} \gamma_{\theta_4}, \sigma_{\theta_5} \gamma_{\theta_5}, \sigma_{\theta_6} \gamma_{\theta_6}, \sigma_{\theta_7} \gamma_{\theta_7}, \sigma_{\theta_8} \gamma_{\theta_8}, \eta_k \}$$

Si on multiplie (4.61) par le terme exponentiel  $e^{\eta t}$ , on obtient [161, 164] :

$$\frac{\partial}{\partial t} (V_4 e^{\eta t}) \leq \mu e^{\eta t} \quad (4.62)$$

L'intégration de (4.62) de 0 à  $t$  nous donne :

$$0 \leq V_4 \leq \frac{\mu}{\eta} + \left( V_4(0) - \frac{\mu}{\eta} \right) e^{-\eta t} \quad (4.63)$$

Où :

$\mu$  est un paramètre choisi arbitrairement et  $\eta$  est choisi en fonction des paramètres de conception. Selon [161, 164] : l'intervalle borné de  $V_4$  présenté par (4.63) reflète la convergence exponentielle vers un ensemble résiduel adaptable pour les erreurs de suivi, les erreurs de suivi filtrées et les erreurs d'estimation des paramètres et par conséquent la délimitation de tous les signaux en boucle fermée. Le schéma synoptique global de la CTDF2A proposée est présenté dans la figure 4.3.

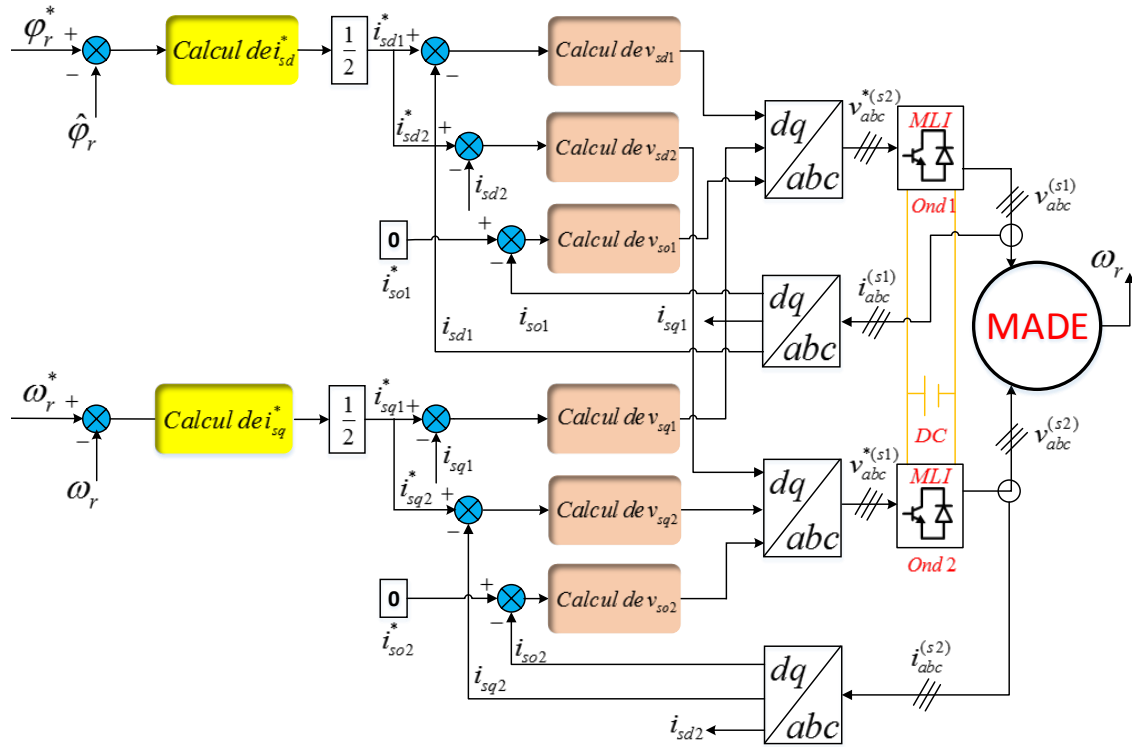
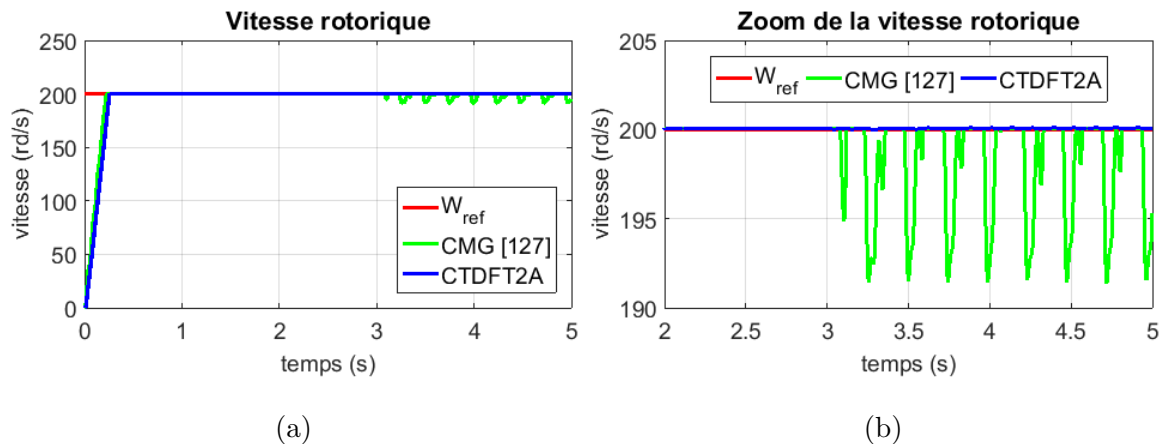


FIGURE 4.3 – Schéma fonctionnel de la CTDF2A pour une MADE avec un défaut de CBR.

#### 4.2.8 Résultats de simulation

Les vecteurs  $\bar{x}_1 = [\Omega^*, \Omega]^T$ ,  $\bar{x}_2 = [\varphi_r^*, \varphi_r]^T$ ,  $\bar{x}_3 = [i_{sd1}, i_{sq1}]^T$ ,  $\bar{x}_4 = [i_{sq1}, i_{sd1}]^T$ ,  $\bar{x}_5 = [i_{so1}^*, i_{so1}]^T$ ,  $\bar{x}_6 = [i_{sd2}, i_{sq2}]^T$ ,  $\bar{x}_7 = [i_{sq2}, i_{sd2}]^T$  et  $\bar{x}_8 = [i_{so2}^*, i_{so2}]^T$  représentent les entrées des systèmes d'inférences flous type-2  $\theta_i^T \psi_i(\bar{x}_i)$ ,  $i = \overline{1, 8}$ . Pour les variables  $(\Omega, \Omega^*, \varphi_r, \varphi_r^*)$  et  $(i_{sd1}, i_{sq1}, i_{sd2}, i_{sq2}, i_{so1}^*, i_{so1}, i_{so2}^*, i_{so2})$ , on définit cinq fonctions d'appartenance gaussiennes de type-2 uniformément répartis sur les intervalles  $[-30, 30]$  et  $[-3, 3]$ , respectivement.



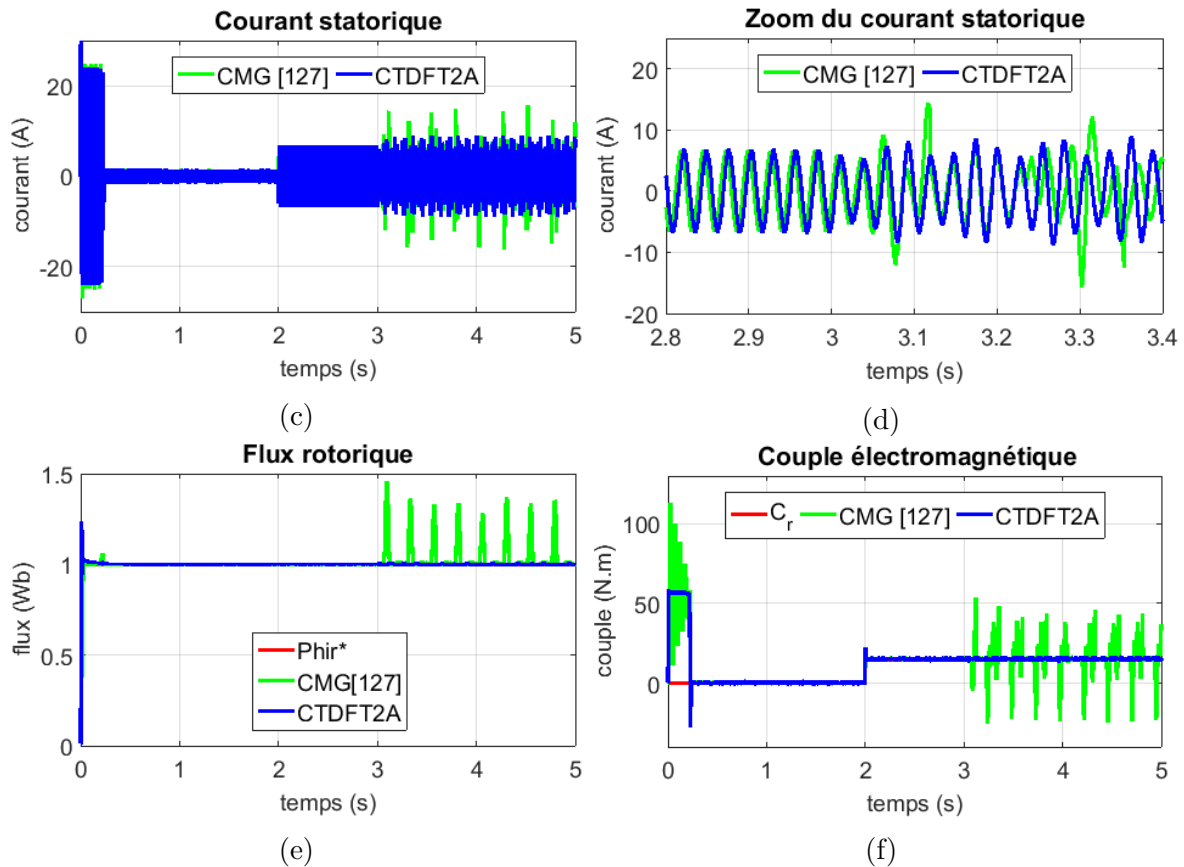


FIGURE 4.4 – Performance du pré-défaut ( $t < 3s$ ) et après défaut ( $t > 3s$ ) de la CMG proposée dans [127] et de la CTDF2A pour une MADE avec un défaut de CBR.

L'efficacité et la robustesse de la CTDF2A proposée par rapport à la CMG développée dans [127] avec différents modes de fonctionnement, en particulier dans le cas post-défaut, sont illustrées par des résultats de simulation. La vitesse de référence est fixée à  $200 \text{ rd/s}$ , le défaut de CBR est introduit à l'instant  $t = 3 \text{ sec}$ . Les simulations présentées à la figure 4.4 montrent la réponse de la MADE en mode sain et défectueux avec la CMG et la CTDF2A proposée. Les résultats ont montrés la performance supérieure de la CTD basée sur le système flou type-2 par rapport à la CMG proposée dans [127]. La MADE démarre de zéro à la vitesse nominale avec un rotor à cage d'écurueil équilibré, à l'instant  $t = 2s$ , La MADE est soumise à un couple de charge nominale  $C_r = C_N = 15 \text{ N.m}$ , une simulation du défaut de CBR est provoquée à l'instant  $t = 3s$ . Pendant le mode sans défaillance, la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement négligeable et sans oscillations, mais il est clairement démontré dans la figure 4.4 (a) que la CMG a une réponse dynamique plus rapide que la CTDF2A proposée en imposant un régime transitoire court, le couple de charge est très bien compensé par

le couple électromagnétique (avant  $t = 3s$ ). Il est clair qu'après l'apparition du défaut de CBR, un comportement anormal de la MADE est observé avec la CMG proposée dans [127] accompagné d'une dégradation des performances en boucle fermée ; les oscillations de vitesse sont visibles à travers le zoom présenté dans la figure 4.4 (b). Le courant de phase statorique n'est plus sinusoïdal, la distorsion du signal est causée par l'effet du défaut, les oscillations sur cette quantité physique sont visibles aux figures 4.4 (c) et 4.4 (d), son amplitude peut atteindre  $14A$  supérieure à la valeur nominale. La trajectoire du flux présentée à la figure 4.4 (e) montre que la CMG proposée dans [127] fournit des ondulations après l'apparition du défaut de CBR. Des fortes ondulations dans le signal du couple électromagnétique sont aussi visibles à la figure 4.4 (f). En ce qui concerne la CTDF2A proposée, les oscillations de la vitesse rotorique sont considérablement réduites, comme indiqué par les figures 4.4 (a) et 4.4 (b), la CTDF2A proposée garantit une meilleure réponse en vitesse avec un suivi de référence précis et offre également une meilleure stabilité avec la plus petite erreur moyenne statique. La performance du courant statorique dégrade légèrement, le signal du courant n'est pas sinusoïdal, mais ne dépasse pas sa valeur nominale. Cette déformation représentée à la figure 4.4 (d) exprime la compensation de l'effet du défaut de CBR par les phases du stator. La figure 4.4 (e) montre que la CTDF2A proposée est capable de conduire correctement le flux avec une dynamique rapide vers la référence souhaitée ( $1Wb$ ), même en cas de défaillance du rotor. Aucune ondulation dans le signal du couple électromagnétique en cas de dysfonctionnement, comme illustré à la figure 4.4 (f). Enfin, les résultats de simulation montrent que le défaut de CBR n'affecte pas les performances de la CTDF2A proposée, même en présence du couple de charge, tandis que la CMG est incapable de gérer correctement la machine avec un rotor déséquilibré.

### 4.3 CTD basée sur les Réseaux de Neurones

Malheureusement, une connaissance préalable des limites d'incertitude et de perturbation est nécessaire pour la commande par backstepping. Sur compte de ces caractéristiques, les réseaux de neurones à fonctions de base radiales (RNFBR) adaptatifs sont présentés comme des observateurs d'incertitudes dans ce travail. Elles peuvent effectivement estimer les incertitudes du modèle et les perturbations externes sans la connaissance préalable de leurs limites [165]. Les réseaux de neurones ont une grande

capacité d'approximation quand il s'agit des fonctions non linéaires. En particulier, les fonctions de base radiales (FBR) présentent des avantages tel que : une réponse rapide et une capacité informatique puissante. Les FBR peuvent être utilisés pour approximer une fonction inconnue dans de nombreux types de systèmes de contrôle [166]. Plusieurs travaux ont été faits pour résoudre le problème des paramètres incertains pour une grande classe de systèmes non linéaires en utilisant le contrôleur neuronal associé au différentes stratégies de contrôle à savoir : la commande par mode glissant [167], la commande prédictive de modèle [168], la commande backstepping [169] et l'algorithme de programmation dynamique adaptatif itératif [170]. Les RNFBR ont été appliqués avec succès dans diverses applications industrielles, Ils ont affirmés leur efficacité dans la résolution de nombreux problèmes de contrôle avec une incertitude dynamique. [171, 172] ont proposé un système de guidage robuste pour un modèle de véhicule d'entrée dans l'atmosphère de la planète de Mars avec incertitudes, ce système de guidage est basé sur la commande par mode glissant du second ordre, les RNFBR sont inclus dans la loi de commande pour approcher en ligne les termes incertains liés et améliorer davantage la précision de guidage. [173] a proposé une stratégie de contrôle basée sur la commande par backstepping pour un hélicoptère miniature avec une dynamique incertaine afin de résoudre le problème de suivi de la trajectoire, les auteurs ont utilisé les RNFBR pour estimer et compenser la dynamique non modélisable de l'hélicoptère, les résultats de simulations confirment les performances de suivi de la commande proposée. Le contrôleur neurone adaptatif ne dépend ni des informations structurelles précises ni des paramètres du modèle [174-176], pour cette raison, plusieurs travaux ont été proposés dans ce sens : [166] présente un contrôleur neuronal adaptatif pour un système hydraulique avec incertitudes utilisé pour le pressage à chaud des panneaux de fibres à densité moyenne (PFDM), les RNFBR sont introduits pour apprendre le comportement des fonctions non linéaires incertaines, de manière à éviter l'influence négative des incertitudes et des perturbations, ce qui permet d'obtenir des PFDM avec une précision d'épaisseur satisfaisante. Dans [177], un contrôle adaptatif robuste tolérant aux défauts a été proposé pour les systèmes sur-actionnés en présence simultanée de perturbations, de dynamique non modélisable et de non-linéarité d'actionneurs inconnus, les auteurs ont utilisé les RNFBR pour approximer la dynamique non modélisable, la convergence du système en boucle fermée est démontrée par le théorème de stabilité de Lyapunov,

les résultats de simulation démontrent l'efficacité, la capacité de tolérance aux défauts et la robustesse de la méthode proposée. [178] a proposé une CTD d'actionneurs basée sur un contrôleur mode glissant-flou-neuronal adaptatif pour un drone octorotor coaxial. Les résultats de simulation montrent que, malgré qu'il y a un défaut de rotor, l'ocotorotor peut rester en vol et peut effectuer parfaitement un contrôle de trajectoire en  $x$ ,  $y$  et  $z$  et peut contrôler également les angles de lacet, de roulis et de tangage.

#### 4.3.1 Conception d'une CTD basée sur les RNFBR pour une MADE avec un défaut de CBR

Le but est de concevoir un algorithme de commande basé sur les RNFBR pour un modèle de MADE incertain en présence du défaut de CBR c'est pour gérer proprement le suivi du flux et de la vitesse rotorique. Le rôle des RNFBR est d'approcher les non-linéarités locales de chaque sous-système par des lois adaptatives en respectent la stabilité et la convergence selon la théorie de Lyapunov jusqu'à ce que la performance de suivi souhaitée soit atteinte [179]. Pour concevoir la loi de commande, nous utilisons le modèle défectueux de la MADE développé dans (4.10), en présence du défaut de CBR :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial t} \Omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) + f_1 \\ \frac{\partial}{\partial t} \varphi_r = \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} (i_{sd1} + i_{sd2}) + f_2 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} + f_3 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} + f_4 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{so1} + f_5 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sd2} + f_6 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} + f_7 \\ \frac{\partial}{\partial t} i_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{so2} + f_8 \end{array} \right. \quad (4.64)$$

Avec :

$$\begin{aligned} f_1 &= -\frac{p}{J} C_r - \frac{K_f}{J} \Omega; & f_2 &= \frac{-R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \Gamma_1; & f_3 &= \frac{-R_{s1}}{L_{s1}} i_{sd1} + \omega_s i_{sq1} + \frac{\omega_s T_r \varphi_r \omega_{gl}}{L_{s1}} + \Gamma_2; \\ f_4 &= \frac{-R_{s1}}{L_{s1}} i_{sq1} - \omega_s i_{sd1} - \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s1}} + \Gamma_3; & f_5 &= \frac{-R_{s1}}{L_{s1}} i_{so1}, & f_6 &= \frac{-R_{s2}}{L_{s2}} i_{sd2} + \omega_s i_{sq2} + \frac{\omega_s T_r \varphi_r \omega_{gl}}{L_{s2}} + \Gamma_4; \\ f_7 &= \frac{-R_{s2}}{L_{s2}} i_{sq2} - \omega_s i_{sd2} - \frac{\omega_s \varphi_r}{L_{s2}} + \Gamma_5; & f_8 &= \frac{-R_{s2}}{L_{s2}} i_{so2} \end{aligned}$$

Les RNFBR sont utilisés de manière adaptative pour estimer les fonctions inconnues

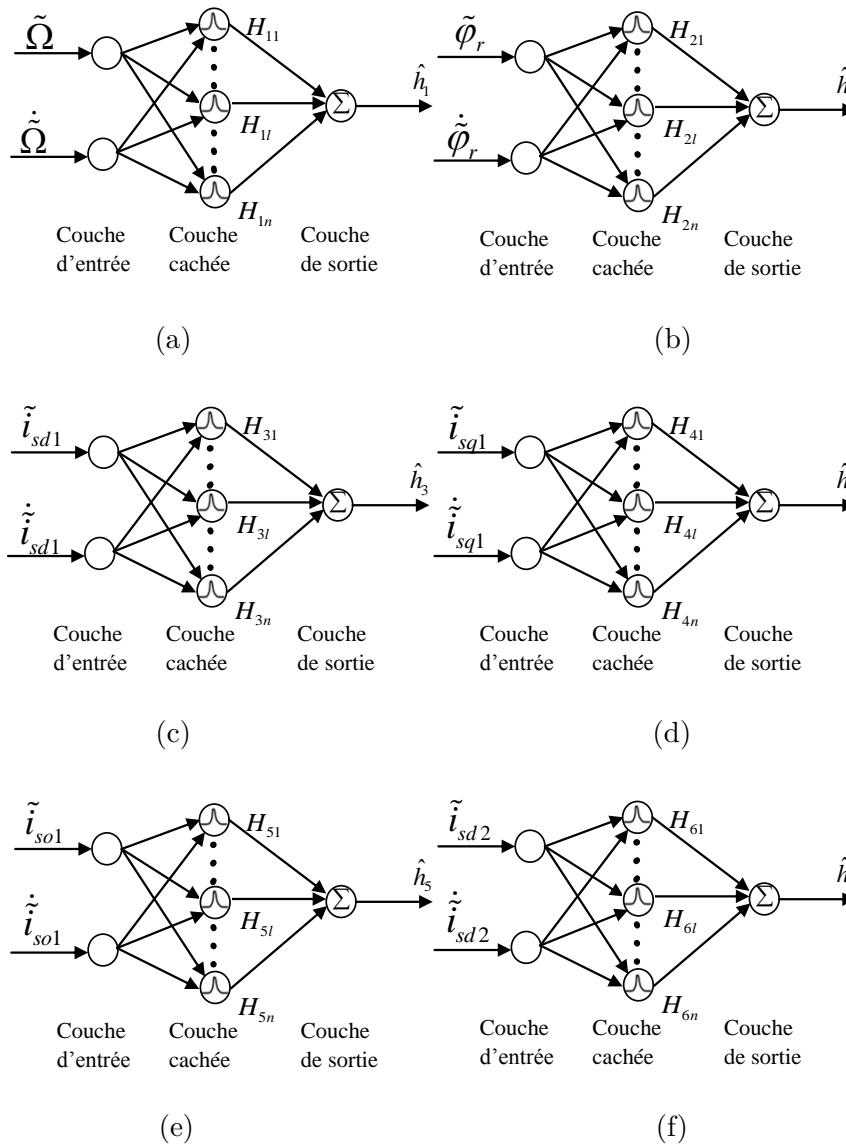
$f_i (i = \overline{1,8})$ . Les structures des RNFBR avec les unités de champ réceptives sont illustrées à la figure 4.5. Le vecteur des fonctions de base radiales  $H_{il}$  qui présente la sortie de la couche cachée est donnée par [147] :

$$H_{il} = \exp\left(\frac{-(\|\bar{x}_i - C_{il}\|^2)}{B_{il}^2}\right), (i = \overline{1,8}) \quad (4.65)$$

Où :

$\bar{x}_i$  sont les entrées du réseau,  $l$  est le nombre de couche cachés dans le réseau,  $C$  et  $B$  représentent le centre et la largeur de la fonction gaussienne, respectivement.

$H_i = [H_{i1} H_{i2} \cdots H_{in}]$  avec  $i = \overline{1,8}$  sont les sorties de la fonction gaussienne.



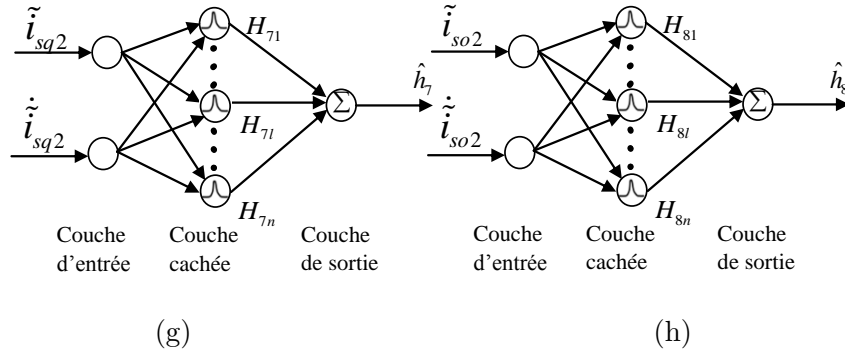


FIGURE 4.5 – La structure des réseaux de neurones à fonctions de base radiales (RNFBR).

Les fonctions non-linéaires  $h_i(\bar{x}_i)$ ,  $i = \overline{1, 8}$ , peuvent être estimées par le RNFBR comme suit :

$$\hat{h}_i(\bar{x}_i) = W_i^T H_i(\bar{x}_i) \quad i = \overline{1, 8} \quad (4.66)$$

Où :

$\bar{x}_i$  est le vecteur d'entrée,  $W_i$  sont les paramètres du vecteur des poids du réseau de neurones et  $H_i(\bar{x}_i)$  représente les sorties de la fonction gaussienne.

On définit :

Les fonctions réelles  $h_i(\bar{x}_i)$  sont :

$$h_i(\bar{x}_i) = W_i^{*T} H_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \quad i = \overline{1, 8} \quad (4.67)$$

Où :

$W_i^*$  sont appelés les paramètres optimaux utilisés seulement pour des fins analytiques.  $\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)$  sont les erreurs d'approximation, tel que :

$$|\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)| \leq \bar{\bar{\omega}}_i \quad (4.68)$$

$\bar{\bar{\omega}}_i$  sont des paramètres positifs inconnus. Les erreurs paramétriques sont données par :

$$\tilde{W}_i = W_i - W_i^* \quad i = \overline{1, 8} \quad (4.69)$$

Afin d'atteindre un suivi précis de flux et de vitesse, on admet toujours les suppositions 1, 2 et 3 faites dans la partie de la commande floue type-2 adaptative ainsi que les

erreurs de suivi et leurs erreurs filtrées présentés par (4.14) jusqu'à (4.21). Les lois adaptatives suivantes concernant le contrôle neuronal sont établies dans le cas où la dynamique de la MADE est incertaine :

$$i_{sq}^* = \frac{J(L_m + L_r)}{p^2 L_m \varphi_r} \left( -W_1^T H_1(\bar{x}_1) - k_{11} S_\Omega - k_{12} \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) \right) \quad (4.70)$$

$$i_{sd}^* = \frac{L_m + L_r}{L_m R_r} \left( -W_2^T H_2(\bar{x}_2) - k_{21} S_\varphi - k_{22} \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) \right) \quad (4.71)$$

$$v_{sd1}^* = L_{s1} \left( -W_3^T H_3(\bar{x}_3) - k_{31} S_{sd1} - k_{32} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) \right) \quad (4.72)$$

$$v_{sq1}^* = L_{s1} \left( -W_4^T H_4(\bar{x}_4) - k_{41} S_{sq1} - k_{42} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) \right) \quad (4.73)$$

$$v_{so1}^* = L_{s1} \left( -W_5^T H_5(\bar{x}_5) - k_{51} S_{so1} - k_{52} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) \right) \quad (4.74)$$

$$v_{sd2}^* = L_{s2} \left( -W_6^T H_6(\bar{x}_6) - k_{61} S_{sd2} - k_{62} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) \right) \quad (4.75)$$

$$v_{sq2}^* = L_{s2} \left( -W_7^T H_7(\bar{x}_7) - k_{71} S_{sq2} - k_{72} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) \right) \quad (4.76)$$

$$v_{so2}^* = L_{s2} \left( -W_8^T H_8(\bar{x}_8) - k_{81} S_{so2} - k_{82} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) \right) \quad (4.77)$$

Les paramètres de conception  $k_{il}$  restent constants pour  $i = \overline{1, 8}$ ,  $\varepsilon_{sq}$ ,  $\varepsilon_{sd}$ ,  $\varepsilon_{sd1}$ ,  $\varepsilon_{sq1}$ ,  $\varepsilon_{so1}$ ,  $\varepsilon_{sd2}$ ,  $\varepsilon_{sq2}$  et  $\varepsilon_{so2}$  sont des constantes de conception absolument positives, généralement elles prennent des petites valeurs.  $\tanh(\cdot)$  est l'abréviation de la fonction tangente hyperbolique. Selon [161] : Pour estimer les poids inconnus du réseau neuronal  $W_i^*$  et les paramètres inconnus  $k_{i2}^*$  pour  $i = \overline{1, 8}$ , nous adoptons les lois d'adaptation suivantes :

- Pour  $W_i^*$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{W}_1 = -\sigma_{W_1} \gamma_{W_1} W_1 + \gamma_{W_1} S_\Omega H_1(\bar{x}_1) \\ \dot{W}_2 = -\sigma_{W_2} \gamma_{W_2} W_2 + \gamma_{W_2} S_\varphi H_2(\bar{x}_2) \\ \dot{W}_3 = -\sigma_{W_3} \gamma_{W_3} W_3 + \gamma_{W_3} S_{sd1} H_3(\bar{x}_3) \\ \dot{W}_4 = -\sigma_{W_4} \gamma_{W_4} W_4 + \gamma_{W_4} S_{sq1} H_4(\bar{x}_4) \\ \dot{W}_5 = -\sigma_{W_5} \gamma_{W_5} W_5 + \gamma_{W_5} S_{so1} H_5(\bar{x}_5) \\ \dot{W}_6 = -\sigma_{W_6} \gamma_{W_6} W_6 + \gamma_{W_6} S_{sd2} H_6(\bar{x}_6) \\ \dot{W}_7 = -\sigma_{W_7} \gamma_{W_7} W_7 + \gamma_{W_7} S_{sq2} H_7(\bar{x}_7) \\ \dot{W}_8 = -\sigma_{W_8} \gamma_{W_8} W_8 + \gamma_{W_8} S_{so2} H_8(\bar{x}_8) \end{array} \right. \quad (4.78)$$

- Pour  $k_{i2}^*$  :

$$\begin{cases} \dot{k}_{12} = -\sigma_{k_1} \gamma_{k_1} k_{12} + \gamma_{k_1} S_{\Omega} \tanh\left(\frac{S_{\Omega}}{\varepsilon_{sq}}\right) \\ \dot{k}_{22} = -\sigma_{k_2} \gamma_{k_2} k_{22} + \gamma_{k_2} S_{\varphi} \tanh\left(\frac{S_{\varphi}}{\varepsilon_{sd}}\right) \\ \dot{k}_{32} = -\sigma_{k_3} \gamma_{k_3} k_{32} + \gamma_{k_3} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) \\ \dot{k}_{42} = -\sigma_{k_4} \gamma_{k_4} k_{42} + \gamma_{k_4} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) \\ \dot{k}_{52} = -\sigma_{k_5} \gamma_{k_5} k_{52} + \gamma_{k_5} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) \\ \dot{k}_{62} = -\sigma_{k_6} \gamma_{k_6} k_{62} + \gamma_{k_6} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) \\ \dot{k}_{72} = -\sigma_{k_7} \gamma_{k_7} k_{72} + \gamma_{k_7} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) \\ \dot{k}_{82} = -\sigma_{k_8} \gamma_{k_8} k_{82} + \gamma_{k_8} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) \end{cases} \quad (4.79)$$

Où :

$\sigma_{\theta_i}, \gamma_{\theta_i}, \gamma_{k_i}, \sigma_{k_i} > 0$  (pour  $i = \overline{1,8}$ ), sont des constantes de conception.

**Théorème 3** *Les propriétés suivantes sont valables pour une MADE modélisé par (4.10) et contrôlée par les lois adaptatives présentées dans (4.78) et (4.79) :*

- *La délimitation des signaux est garantie en boucle fermée.*
- *Le choix optimal des paramètres d'ajustement assure la convergence exponentielle des variables d'erreurs :  $\tilde{\Omega}(t), \tilde{\varphi}_r(t), \tilde{i}_{sd1}(t), \tilde{i}_{sq1}(t), \tilde{i}_{sd2}(t), \tilde{i}_{sq2}(t), \tilde{i}_{so1}(t)$  et  $\tilde{i}_{so2}(t)$  à une boule dont le rayon est insignifiant.*

La preuve du théorème 3 est basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov, elle est présentée en deux étapes :

**Etape 1 :** Le but de cette étape est d'amener la vitesse à la référence désirée. A partir de (4.14), la formule de l'erreur filtrée de la vitesse rotorique est donnée par :

$$S_{\Omega} = \tilde{\Omega}(t) + \lambda_{\Omega} \int_0^t \tilde{\Omega}(\tau) d\tau \quad (4.80)$$

A partir de (4.34), la dérivée temporelle de  $S_{\Omega}$  est :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Omega} &= \dot{\tilde{\Omega}}(t) + \lambda_{\Omega} \tilde{\Omega} \\ &= \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) + f_1 - \dot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \tilde{\Omega} \end{aligned} \quad (4.81)$$

$$\dot{S}_\Omega = h_1(\bar{x}_1) + \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{sq}^* \quad (4.82)$$

Où :

$h_1(\bar{x}_1) = f_1 - \dot{\Omega}^* + \lambda_\Omega \tilde{\Omega}$ ,  $i_{sq}^*$  est la valeur de référence de  $(i_{sq1} + i_{sq2})$  qui ajuste la vitesse du rotor et assure la capacité de compenser les perturbations de la charge.

La fonction de Lyapunov associée à l'erreur de la vitesse rotorique est présentée par :

$$V_1 = \frac{1}{2} S_\Omega^2 \quad (4.83)$$

La dérivée temporelle de (4.83) est :

$$\dot{V}_1 = S_\Omega h_1(\bar{x}_1) + S_\Omega \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{sq}^* \quad (4.84)$$

L'estimation de la fonction non linéaire  $h_1(\bar{x}_1)$  est donnée par :

$$\hat{h}_1(\bar{x}_1) = W_1^T H_1(\bar{x}_1) \quad (4.85)$$

Donc, à partir de (4.85), la fonction réelle  $h_1(\bar{x}_1)$ , est donnée par :

$$h_1(\bar{x}_1) = W_1^{*T} H_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) = -\tilde{W}_1^T H_1(\bar{x}_1) + W_1^T H_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \quad (4.86)$$

Où :

$\tilde{W}_1 = W_1 - W_1^*$  est l'erreur paramétrique. En remplaçant (4.86) dans (4.84), on obtient :

$$\dot{V}_1 = -S_\Omega \tilde{W}_1^T H_1(\bar{x}_1) + S_\Omega W_1^T H_1(\bar{x}_1) + S_\Omega \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) + S_\Omega \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r i_{sq}^* \quad (4.87)$$

$\bar{\omega}_1$  est une constante positive inconnue telle que :

$$|\bar{\omega}_1(\bar{x}_1)| \leq \bar{\bar{\omega}}_1 \quad (4.88)$$

Si on choisit l'expression de  $i_{sq}^*$  présentée dans (4.70) et en utilisant (4.88), on peut faire l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_1 \leq -S_\Omega \tilde{W}_1^T H_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* |S_\Omega| - k_{12} S_\Omega \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_\Omega^2 \quad (4.89)$$

Sachant que  $k_{12}^* = \bar{\omega}_1$ .

En exploitant (4.43), (4.89) devient :

$$\dot{V}_1 \leq -S_\Omega \tilde{W}_1 H_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{12} S_\Omega \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_\Omega^2 \quad (4.90)$$

Où :

$$\tilde{k}_{12} = k_{12} - k_{12}^* \text{ et } \bar{\varepsilon}_{sq} = 0.2785 \varepsilon_{sq}.$$

La fonction de Lyapunov liée aux lois d'adaptation qui estiment les paramètres inconnus  $W_1^*$  et  $k_{12}^*$  est définie par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma_{W_1}} \tilde{W}_1^T \tilde{W}_1 + \frac{1}{2\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12}^2 \quad (4.91)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_2 \leq -S_\Omega \tilde{W}_1^T H_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - \tilde{k}_{12} S_\Omega \tanh\left(\frac{S_\Omega}{\varepsilon_{sq}}\right) - k_{11} S_\Omega^2 + \frac{1}{\gamma_{W_1}} \tilde{W}_1^T \dot{W}_1 + \frac{1}{\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12} \dot{k}_{12} \quad (4.92)$$

En substituant les valeurs de  $\dot{W}_1$  et  $\dot{k}_{12}$  choisis dans (4.78) et (4.79), respectivement,  $\dot{V}_2$  sera bornée par l'expression suivante :

$$\dot{V}_2 \leq k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} - k_{11} S_\Omega^2 - \sigma_{W_1} \tilde{W}_1^T W_1 - \sigma_{k_1} \tilde{k}_{12} k_{12} \quad (4.93)$$

En utilisant (4.48), (4.93) prend la forme suivante :

$$\dot{V}_2 \leq -k_{11} S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2} \|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 \quad (4.94)$$

Sachant que :  $\bar{\varepsilon}_1 = k_{12}^* \bar{\varepsilon}_{sq} + \frac{\sigma_{W_1}}{2} \|W_1^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_1}}{2} k_{12}^{*2}$

La stabilisation des erreurs filtrées  $S_\varphi$ ,  $S_{sd1}$ ,  $S_{sq1}$ ,  $S_{so1}$ ,  $S_{sd2}$ ,  $S_{sq2}$  et  $S_{so2}$  sera atteinte dans l'étape suivante.

**Etape 2 :** Le but de cette étape est de concevoir les lois de commande suivantes :

$i_{sd}^*$ ,  $v_{sd1}$ ,  $v_{sq1}$ ,  $v_{so1}$ ,  $v_{sd2}$ ,  $v_{sq2}$  et  $v_{so2}$ .

La fonction de Lyapunov augmentée est donnée par :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} S_\varphi^2 + \frac{1}{2} S_{sd1}^2 + \frac{1}{2} S_{sq1}^2 + \frac{1}{2} S_{so1}^2 + \frac{1}{2} S_{sd2}^2 + \frac{1}{2} S_{sq2}^2 + \frac{1}{2} S_{so2}^2 \quad (4.95)$$

La dynamique de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2}\|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + S_\varphi\dot{S}_\varphi + S_{sd1}\dot{S}_{sd1} + S_{sq1}\dot{S}_{sq1} + S_{so1}\dot{S}_{so1} \\ & S_{sd2}\dot{S}_{sd2} + S_{sq2}\dot{S}_{sq2} + S_{so2}\dot{S}_{so2} \quad (4.96) \end{aligned}$$

A partir de (4.52), les dérivées des erreurs filtrées sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_\varphi = \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{sd}^* + f_2 + \lambda_\varphi \tilde{\varphi}_r - \dot{\varphi}_r^* \\ \dot{S}_{sd1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} + f_3 + \lambda_{sd1} \tilde{i}_{sd1} - \dot{i}_{sd1}^* \\ \dot{S}_{sq1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} + f_4 + \lambda_{sq1} \tilde{i}_{sq1} - \dot{i}_{sq1}^* \\ \dot{S}_{so1} = \frac{1}{L_{s1}} v_{so1} + f_5 + \lambda_{so1} \tilde{i}_{so1} - \dot{i}_{so1}^* \\ \dot{S}_{sd2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sd2} + f_6 + \lambda_{sd2} \tilde{i}_{sd2} - \dot{i}_{sd2}^* \\ \dot{S}_{sq2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} + f_7 + \lambda_{sq2} \tilde{i}_{sq2} - \dot{i}_{sq2}^* \\ \dot{S}_{so2} = \frac{1}{L_{s2}} v_{so2} + f_8 + \lambda_{so2} \tilde{i}_{so2} - \dot{i}_{so2}^* \end{array} \right. \quad (4.97)$$

En remplaçant (4.97) dans (4.96), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2}\|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2}\tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + S_\varphi \left( h_2(\bar{x}_2) + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} i_{sd}^* \right) + \\ & S_{sd1} \left( h_3(\bar{x}_3) + \frac{1}{L_{s1}} v_{sd1} \right) + S_{sq1} \left( h_4(\bar{x}_4) + \frac{1}{L_{s1}} v_{sq1} \right) + S_{so1} \left( h_5(\bar{x}_5) + \frac{1}{L_{s1}} v_{so1} \right) + \\ & S_{sd2} \left( h_6(\bar{x}_6) + \frac{1}{L_{s2}} v_{sd2} \right) + S_{sq2} \left( h_7(\bar{x}_7) + \frac{1}{L_{s2}} v_{sq2} \right) + S_{so2} \left( h_8(\bar{x}_8) + \frac{1}{L_{s2}} v_{so2} \right) \quad (4.98) \end{aligned}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_2(\bar{x}_2) = f_2 + \lambda_\varphi \tilde{\varphi}_r - \dot{\varphi}_r^* \\ h_3(\bar{x}_3) = f_3 + \lambda_{sd1} \tilde{i}_{sd1} - \dot{i}_{sd1}^* \\ h_4(\bar{x}_4) = f_4 + \lambda_{sq1} \tilde{i}_{sq1} - \dot{i}_{sq1}^* \\ h_5(\bar{x}_5) = f_5 + \lambda_{so1} \tilde{i}_{so1} - \dot{i}_{so1}^* \\ h_6(\bar{x}_6) = f_6 + \lambda_{sd2} \tilde{i}_{sd2} - \dot{i}_{sd2}^* \\ h_7(\bar{x}_7) = f_7 + \lambda_{sq2} \tilde{i}_{sq2} - \dot{i}_{sq2}^* \\ h_8(\bar{x}_8) = f_8 + \lambda_{so2} \tilde{i}_{so2} - \dot{i}_{so2}^* \end{array} \right. \quad (4.99)$$

$h_i(\bar{x}_i)$ ,  $i = \overline{2, 8}$  sont des fonctions d'incertitudes continues, leur approximation est effectuée par le système adaptatif suivant :

$$h_i(\bar{x}_i) = -\tilde{W}_i^T H_i(\bar{x}_i) + W_i^T H_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \quad i = \overline{2, 8} \quad (4.100)$$

Où :

$\tilde{W}_i = W_i - W_i^*$  exprime le vecteur d'erreur,  $\bar{x}_i$  est le vecteur d'entrée,  $\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)$  est l'erreur d'approximation tel que :

$$\bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \leq \bar{\omega}_i, \forall \bar{x}_i \in D_{x_i}, \bar{\omega}_i \text{ est une constante inconnue.}$$

Si nous choisissons les composantes du contrôleur adaptatif proposés dans (4.70)-(4.77) et les fonctions d'incertitude continue  $h_i(\bar{x}_i)$  développées dans (4.100),  $\dot{V}_3$  sera bornée par le terme suivant :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2} \|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_\varphi \tilde{W}_2^T H_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* |S_\varphi| - k_{22} S_\varphi \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21} S_\varphi^2 - S_{sd1} \tilde{W}_3^T H_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* |S_{sd1}| - k_{32} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) - k_{31} S_{sd1}^2 - S_{sq1} \tilde{W}_4^T H_4(\bar{x}_4) + \\ & k_{42}^* |S_{sq1}| - k_{42} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) - k_{41} S_{sq1}^2 - S_{so1} \tilde{W}_5^T H_5(\bar{x}_5) + k_{52}^* |S_{so1}| - k_{52} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) - \\ & k_{51} S_{so1}^2 - S_{sd2} \tilde{W}_6^T H_6(\bar{x}_6) + k_{62}^* |S_{sd2}| - k_{62} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) - k_{61} S_{sd2}^2 - S_{sq2} \tilde{W}_7^T H_7(\bar{x}_7) + \\ & k_{72}^* |S_{sq2}| - k_{72} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) - k_{71} S_{sq2}^2 - S_{so2} \tilde{W}_8^T H_8(\bar{x}_8) + k_{82}^* |S_{so2}| - k_{82} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) - \\ & - k_{81} S_{so2}^2 \quad (4.101) \end{aligned}$$

Où :

$$k_{22}^* = \bar{\omega}_2, k_{32}^* = \bar{\omega}_3, k_{42}^* = \bar{\omega}_4, k_{52}^* = \bar{\omega}_5, k_{62}^* = \bar{\omega}_6, k_{72}^* = \bar{\omega}_7, k_{82}^* = \bar{\omega}_8$$

En exploitant (4.43), l'inégalité (4.101) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2} \|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_\varphi \tilde{W}_2^T H_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{22} S_\varphi \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21} S_\varphi^2 - S_{sd1} \tilde{W}_3^T H_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\varepsilon}_{sd1} - \tilde{k}_{32} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) - k_{31} S_{sd1}^2 - S_{sq1} \tilde{W}_4^T H_4(\bar{x}_4) + \\ & k_{42}^* \bar{\varepsilon}_{sq1} - \tilde{k}_{42} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) - k_{41} S_{sq1}^2 - S_{so1} \tilde{W}_5^T H_5(\bar{x}_5) + k_{52}^* \bar{\varepsilon}_{so1} - \tilde{k}_{52} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) - \\ & k_{51} S_{so1}^2 - S_{sd2} \tilde{W}_6^T H_6(\bar{x}_6) + k_{62}^* \bar{\varepsilon}_{sd2} - \tilde{k}_{62} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) - k_{61} S_{sd2}^2 - S_{sq2} \tilde{W}_7^T H_7(\bar{x}_7) + \\ & k_{72}^* \bar{\varepsilon}_{sq2} - \tilde{k}_{72} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) - k_{71} S_{sq2}^2 - S_{so2} \tilde{W}_8^T H_8(\bar{x}_8) + k_{82}^* \bar{\varepsilon}_{so2} - \tilde{k}_{82} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) - \\ & k_{81} S_{so2}^2 \quad (4.102) \end{aligned}$$

Où :

$$\begin{aligned} \tilde{k}_{22} &= k_{22} - k_{22}^*, \tilde{k}_{32} = k_{32} - k_{32}^*, \tilde{k}_{42} = k_{42} - k_{42}^*, \tilde{k}_{52} = k_{52} - k_{52}^*, \tilde{k}_{62} = k_{62} - k_{62}^*, \\ \tilde{k}_{72} &= k_{72} - k_{72}^*, \tilde{k}_{82} = k_{82} - k_{82}^*, \bar{\varepsilon}_{sd} = 0.2785 \varepsilon_{sd}, \bar{\varepsilon}_{sd1} = 0.2785 \varepsilon_{sd1}, \bar{\varepsilon}_{sq1} = 0.2785 \varepsilon_{sq1}, \\ \bar{\varepsilon}_{so1} &= 0.2785 \varepsilon_{so1}, \bar{\varepsilon}_{sd2} = 0.2785 \varepsilon_{sd2}, \bar{\varepsilon}_{sq2} = 0.2785 \varepsilon_{sq2} \text{ et } \bar{\varepsilon}_{so2} = 0.2785 \varepsilon_{so2}. \end{aligned}$$

$\{W_i^*, k_{i2}^*\}$ ,  $i = \overline{2, 8}$  sont des paramètres inconnus, leur estimation nécessite une loi adaptative définie par la fonction de Lyapunov suivante :

$$\begin{aligned} V_4 = V_3 + \frac{1}{2\gamma_{W_2}} \tilde{W}_2^T \tilde{W}_2 + \frac{1}{2\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22}^2 + \frac{1}{2\gamma_{W_3}} \tilde{W}_3^T \tilde{W}_3 + \frac{1}{2\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32}^2 + \frac{1}{2\gamma_{W_4}} \tilde{W}_4^T \tilde{W}_4 + \frac{1}{2\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42}^2 + \\ \frac{1}{2\gamma_{W_5}} \tilde{W}_5^T \tilde{W}_5 + \frac{1}{2\gamma_{k_5}} \tilde{k}_{52}^2 + \frac{1}{2\gamma_{W_6}} \tilde{W}_6^T \tilde{W}_6 + \frac{1}{2\gamma_{k_6}} \tilde{k}_{62}^2 + \frac{1}{2\gamma_{W_7}} \tilde{W}_7^T \tilde{W}_7 + \frac{1}{2\gamma_{k_7}} \tilde{k}_{72}^2 + \frac{1}{2\gamma_{W_8}} \tilde{W}_8^T \tilde{W}_8 + \frac{1}{2\gamma_{k_8}} \tilde{k}_{82}^2 \end{aligned} \quad (4.103)$$

La dérivation de (4.103) donne :

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -k_{11} S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2} \|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - S_\varphi \tilde{W}_2^T H_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sd} - \tilde{k}_{22} S_\varphi \tanh\left(\frac{S_\varphi}{\varepsilon_{sd}}\right) - \\ & k_{21} S_\varphi^2 - S_{sd1} \tilde{W}_3^T H_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\varepsilon}_{sd1} - \tilde{k}_{32} S_{sd1} \tanh\left(\frac{S_{sd1}}{\varepsilon_{sd1}}\right) - k_{31} S_{sd1}^2 - S_{sq1} \tilde{W}_4^T H_4(\bar{x}_4) + \\ & k_{42}^* \bar{\varepsilon}_{sq1} - \tilde{k}_{42} S_{sq1} \tanh\left(\frac{S_{sq1}}{\varepsilon_{sq1}}\right) - k_{41} S_{sq1}^2 - S_{so1} \tilde{W}_5^T H_5(\bar{x}_5) + k_{52}^* \bar{\varepsilon}_{so1} - \tilde{k}_{52} S_{so1} \tanh\left(\frac{S_{so1}}{\varepsilon_{so1}}\right) - \\ & k_{51} S_{so1}^2 - S_{sd2} \tilde{W}_6^T H_6(\bar{x}_6) + k_{62}^* \bar{\varepsilon}_{sd2} - \tilde{k}_{62} S_{sd2} \tanh\left(\frac{S_{sd2}}{\varepsilon_{sd2}}\right) - k_{61} S_{sd2}^2 - S_{sq2} \tilde{W}_7^T H_7(\bar{x}_7) + \\ & k_{72}^* \bar{\varepsilon}_{sq2} - \tilde{k}_{72} S_{sq2} \tanh\left(\frac{S_{sq2}}{\varepsilon_{sq2}}\right) - k_{71} S_{sq2}^2 - S_{so2} \tilde{W}_8^T H_8(\bar{x}_8) + k_{82}^* \bar{\varepsilon}_{so2} - \tilde{k}_{82} S_{so2} \tanh\left(\frac{S_{so2}}{\varepsilon_{so2}}\right) - \\ & k_{81} S_{so2}^2 + \frac{1}{\gamma_{W_2}} \tilde{W}_2^T \dot{W}_2 + \frac{1}{\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22} \dot{k}_{22} + \frac{1}{\gamma_{W_3}} \tilde{W}_3^T \dot{W}_3 + \frac{1}{\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32} \dot{k}_{32} + \frac{1}{\gamma_{W_4}} \tilde{W}_4^T \dot{W}_4 + \frac{1}{\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42} \dot{k}_{42} + \\ & \frac{1}{\gamma_{W_5}} \tilde{W}_5^T \dot{W}_5 + \frac{1}{\gamma_{k_5}} \tilde{k}_{52} \dot{k}_{52} + \frac{1}{\gamma_{W_6}} \tilde{W}_6^T \dot{W}_6 + \frac{1}{\gamma_{k_6}} \tilde{k}_{62} \dot{k}_{62} + \frac{1}{\gamma_{W_7}} \tilde{W}_7^T \dot{W}_7 + \frac{1}{\gamma_{k_7}} \tilde{k}_{72} \dot{k}_{72} + \\ & \frac{1}{\gamma_{W_8}} \tilde{W}_8^T \dot{W}_8 + \frac{1}{\gamma_{k_8}} \tilde{k}_{82} \dot{k}_{82} \end{aligned} \quad (4.104)$$

En utilisant (4.48), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 \leq & -k_{11} S_\Omega^2 - \frac{\sigma_{W_1}}{2} \|\tilde{W}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 - k_{21} S_\varphi^2 - \frac{\sigma_{W_2}}{2} \|\tilde{W}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k_2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 - k_{31} S_{sd1}^2 - \frac{\sigma_{W_3}}{2} \|\tilde{W}_3\|^2 - \\ & \frac{\sigma_{k_3}}{2} \tilde{k}_{32}^2 - k_{41} S_{sq1}^2 - \frac{\sigma_{W_4}}{2} \|\tilde{W}_4\|^2 - \frac{\sigma_{k_4}}{2} \tilde{k}_{42}^2 - k_{51} S_{so1}^2 - \frac{\sigma_{W_5}}{2} \|\tilde{W}_5\|^2 - \frac{\sigma_{k_5}}{2} \tilde{k}_{52}^2 - k_{61} S_{sd2}^2 - \\ & \frac{\sigma_{W_6}}{2} \|\tilde{W}_6\|^2 - \frac{\sigma_{k_6}}{2} \tilde{k}_{62}^2 - k_{71} S_{sq2}^2 - \frac{\sigma_{W_7}}{2} \|\tilde{W}_7\|^2 - \frac{\sigma_{k_7}}{2} \tilde{k}_{72}^2 - k_{81} S_{so2}^2 - \frac{\sigma_{W_8}}{2} \|\tilde{W}_8\|^2 - \frac{\sigma_{k_8}}{2} \tilde{k}_{82}^2 + \\ & \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4 + \bar{\varepsilon}_5 + \bar{\varepsilon}_6 + \bar{\varepsilon}_7 + \bar{\varepsilon}_8 \end{aligned} \quad (4.105)$$

Où :

$$\begin{aligned}\bar{\varepsilon}_2 &= k_{22}^* \bar{\varepsilon}_{sd} + \frac{\sigma_{W_2}}{2} \|W_2^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_2}}{2} k_{22}^{*2}, \quad \bar{\varepsilon}_3 = k_{32}^* \bar{\varepsilon}_{sd1} + \frac{\sigma_{W_3}}{2} \|W_3^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_3}}{2} k_{32}^{*2} \\ \bar{\varepsilon}_4 &= k_{42}^* \bar{\varepsilon}_{sq1} + \frac{\sigma_{W_4}}{2} \|W_4^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_4}}{2} k_{42}^{*2}, \quad \bar{\varepsilon}_5 = k_{52}^* \bar{\varepsilon}_{so1} + \frac{\sigma_{W_5}}{2} \|W_5^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_5}}{2} k_{52}^{*2} \\ \bar{\varepsilon}_6 &= k_{62}^* \bar{\varepsilon}_{sd2} + \frac{\sigma_{W_6}}{2} \|W_6^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_6}}{2} k_{62}^{*2}, \quad \bar{\varepsilon}_7 = k_{72}^* \bar{\varepsilon}_{sq2} + \frac{\sigma_{W_7}}{2} \|W_7^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_7}}{2} k_{72}^{*2} \\ \bar{\varepsilon}_8 &= k_{82}^* \bar{\varepsilon}_{so2} + \frac{\sigma_{W_8}}{2} \|W_8^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_8}}{2} k_{82}^{*2}\end{aligned}$$

Une forme simplifiée de (4.105) peut être présentée comme suit :

$$\dot{V}_4 \leq -\eta V_4 + \mu \quad (4.106)$$

Avec :

$$\mu = \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4 + \bar{\varepsilon}_5 + \bar{\varepsilon}_6 + \bar{\varepsilon}_7 + \bar{\varepsilon}_8$$

$$\eta_k = \min \{ \sigma_{k_1} \gamma_{k_1}, \sigma_{k_2} \gamma_{k_2}, \sigma_{k_3} \gamma_{k_3}, \sigma_{k_4} \gamma_{k_4}, \sigma_{k_5} \gamma_{k_5}, \sigma_{k_6} \gamma_{k_6}, \sigma_{k_7} \gamma_{k_7}, \sigma_{k_8} \gamma_{k_8} \}$$

Et :

$$\eta = \min \{ 2k_{11}, 2k_{21}, 2k_{31}, 2k_{41}, 2k_{51}, 2k_{61}, 2k_{71}, 2k_{81}, \sigma_{W_1} \gamma_{W_1}, \sigma_{W_2} \gamma_{W_2}, \sigma_{W_3} \gamma_{W_3}, \sigma_{W_4} \gamma_{W_4}, \sigma_{W_5} \gamma_{W_5}, \sigma_{W_6} \gamma_{W_6}, \sigma_{W_7} \gamma_{W_7}, \sigma_{W_8} \gamma_{W_8}, \eta_k \}$$

Si on multiplie (4.106) par le terme exponentiel  $e^{\eta t}$ , nous obtenons :

$$\frac{\partial}{\partial t} (V_4 e^{\eta t}) \leq \mu e^{\eta t} \quad (4.107)$$

L'intégration de (4.107) nous donne :

$$0 \leq V_4 \leq \frac{\mu}{\eta} + \left( V_4(0) - \frac{\mu}{\eta} \right) e^{-\eta t} \quad (4.108)$$

Où :

$\mu$  est un paramètre choisi arbitrairement et  $\eta$  est choisi en fonction des paramètres de conception. Selon [161] : l'intervalle borné de  $V_4$  présenté par (4.108) reflète la convergence exponentielle vers un ensemble résiduel adaptable pour les erreurs de suivi, les erreurs de suivi filtrées et les erreurs d'estimation des paramètres.

### 4.3.2 Résultats de simulation

Le démarrage est effectué à vide sous une tension nominale équilibrée. La vitesse de référence est fixée à  $200 \text{ rd/s}$  avec un couple de charge nominal constant de  $15 \text{ Nm}$  appliqué à l'instant  $t = 2 \text{ sec}$ . Le défaut de CBR est introduit à l'instant  $t = 3 \text{ sec}$ . L'efficacité et la robustesse de la CTDRNFBR par rapport à la CMG proposée dans

[127] en post-défaut sont présentées dans la figure 4.6.

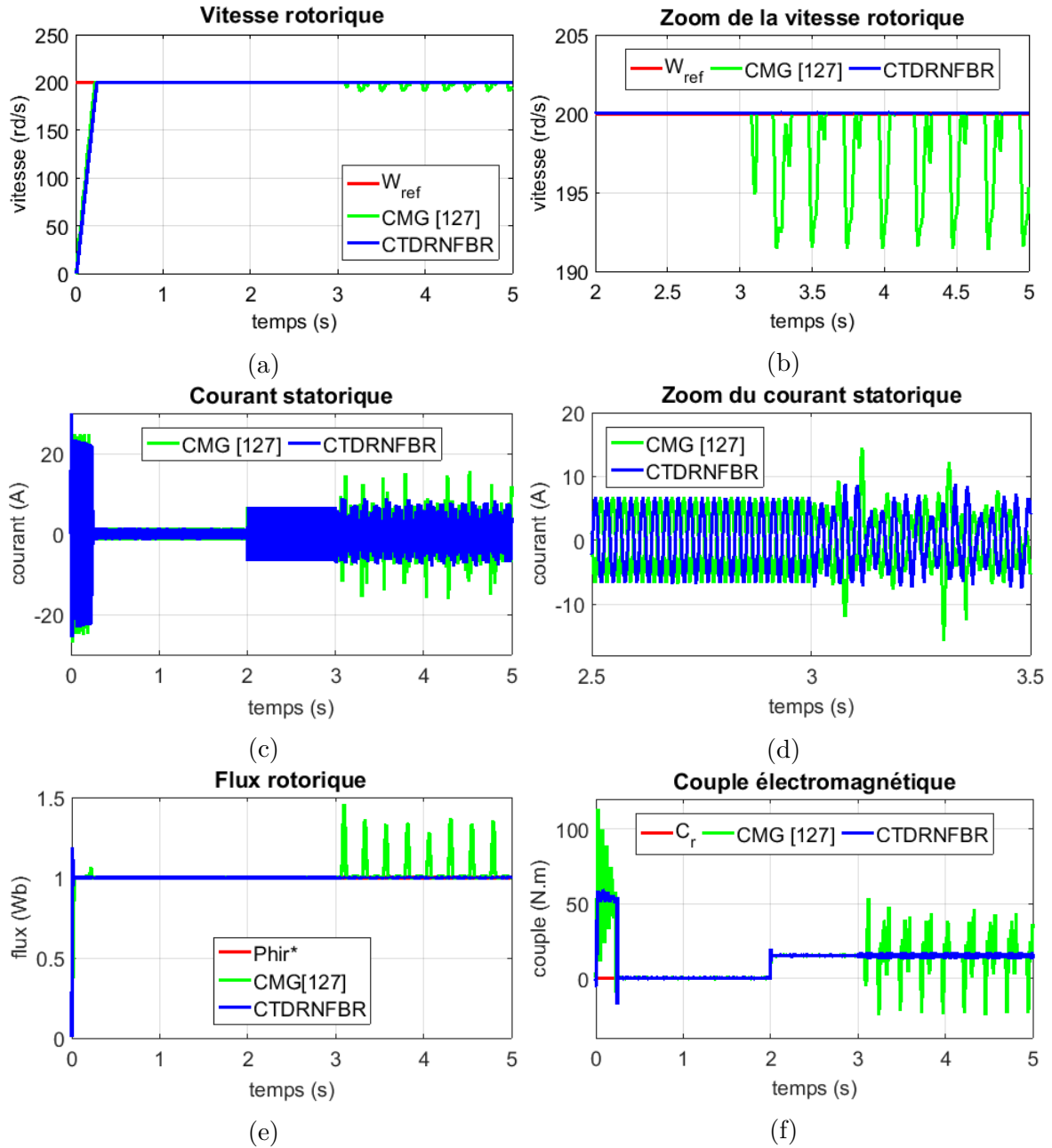


FIGURE 4.6 – Performances avant-défaut ( $t < 3s$ ) et après-défaut ( $t > 3s$ ) de la CMG proposée dans [127] et de la CTDRNFBR pour une MADE avec défaut de CBR.

Pour la CMG, les mêmes remarques dites dans la partie de simulation avec la commande floue adaptative. En ce qui concerne la commande proposée basée sur les réseaux de neurone à fonctions de base radiales ; les oscillations de la vitesse du rotor sont considérablement réduites, comme indiqué dans les figures 4.6 (a) et 4.6 (b), la CTDRNFBR proposée garantit une meilleure réponse en vitesse avec un suivi de référence précis et offre également une meilleure stabilité avec une faible erreur moyenne

statique. Selon la figure 4.6 (c), la performance du courant statorique dégrade légèrement à cause des harmoniques liés au défaut, le signal du courant n'est plus sinusoïdal, mais il ne dépasse pas sa valeur nominale. Cette déformation représentée clairement à la figure 4.6 (d) exprime la compensation de l'effet du défaut de CBR par les phases statoriques. La figure 4.6 (e) montre que la CTDRNFBR proposée est capable de diriger correctement le flux avec une dynamique rapide vers la référence souhaitée ( $1Wb$ ), même en cas de défaillance du rotor. Aucune ondulation dans le signal du couple électromagnétique en cas de dysfonctionnement, comme illustré à la figure 4.6 (f). Enfin, les résultats de simulation montrent que le défaut de CBR n'affecte pas les performances de la commande basée sur les RNFBR, même en présence du couple de charge.

Les indicateurs de performances en régime permanent pour les trois CTD proposées dans cette thèse pour une MADE avec un défaut de CBR, sont donnés dans le tableau 4.1.

Stratégie de commande	<i>IEA</i>	<i>ICE</i>	<i>ITEA</i>
CMG	2, 12	12, 57	5, 627
CTDB	$27, 85 \cdot 10^{-3}$	$10, 34 \cdot 10^{-4}$	$7, 12 \cdot 10^{-2}$
CTDFT2A	$34, 05 \cdot 10^{-3}$	$21, 70 \cdot 10^{-4}$	$15, 34 \cdot 10^{-2}$
CTDRNFBR	$87, 53 \cdot 10^{-3}$	$79, 77 \cdot 10^{-4}$	$39, 38 \cdot 10^{-2}$

TABLE 4.1 – Indicateurs de performance pour les différentes stratégies de CTD proposées.

Les indicateurs de performances présentés dans le tableau 4.1 indiquent que la CTDB a une légère supériorité de performance par rapport à la CTDFT2A et à la CTDRNFBR dans le cas d'une MADE avec un défaut de CBR.

#### 4.4 Conclusion

L'impact important de la MADE dans le secteur industriel exige des performances tolérantes aux pannes, nous avons donc, élaborés deux stratégies de commande pour la MADE basées sur la logique floue type-2 et les réseaux de neurones. Les deux algorithmes de commande qui ont vérifiés la condition suffisante de la stabilité selon la théorie de Lyapunov, sont conçus afin d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la MADE en cas d'apparition du défaut de CBR. La CFT2A est capable d'approximer l'imprécis, l'incertain et le vague, elle n'a pas besoin d'une information

structurelle et précise sur le modèle dynamique de la machine pour compenser les effets du défaut qui est reconstruit par le SIFT2 où les paramètres flous sont ajustés par des lois adaptatives qui assurent la convergence et la délimitation de tous les signaux de la MADE en boucle fermée. Pour la commande basée sur les réseaux de neurone, on a adopté le modèle des RNFBR qui est largement utilisé, car il permet d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire après un choix approprié de ses paramètres, à cet effet, il est à noter qu'un réseau de neurones n'est rien d'autre qu'un approximateur de fonctions basé sur l'interconnexion de plusieurs neurones. Les résultats obtenus nous permettent de montrer que ces techniques de l'intelligence artificielle, jusqu'à présent peu utilisées sur la MADE, surtout en milieu industriel, sont bien adaptées lorsqu'on a un défaut de CBR apparaît au niveau du rotor. Les stratégies de commande d'une MADE avec un rotor à cage d'écureuil défectueux utilisant la logique floue type-2 ou les réseaux de neurones présentent des performances intéressantes. Plus encore, l'étude comparative effectuée sous MATLAB/Simulink avec la CMG récemment développé sur des machines asynchrones multiphasées a montré une amélioration de la tolérance aux défaillances ; c'est-à-dire plus de robustesse. Donc, Ces deux CTDA sont capables de gérer le fonctionnement après défaut et offrent des performances satisfaisantes en termes de réponses en vitesse et en couple, même dans de telles conditions anormales, ils pourront être des solutions réalistes et des puissantes alternatives aux méthodes CTD existantes, reste à souligner, que l'avantage de la CTDF2A et la CTDRNFBR par rapport à la CTDB c'est qu'elles n'exigent pas une information préalable sur la borne du défaut.

## Conclusion générale

**L**E travail effectué dans cette thèse concerne la CTD de la MADE. Notre objectif était la proposition de plusieurs techniques de commande, passive et active pour améliorer les performances de la machine en cas de fonctionnement défectueux afin d'assurer la continuité de fonctionnement de tout les systèmes d'entraînement électriques utilisant la MADE. Dans un premier temps, un état de l'art sur la CTD avec ces deux approches, actives et passives, a été présenté. Les avantages et les inconvénients de chaque méthode ont été donnés. Afin de développer des CTDs, la deuxième partie a été consacrée aux modélisations de la MADE à l'état défectueux, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, ces modèles mathématiques ont été validés en simulation. En ce qui concerne la CTD passive, on a appliqué la commande robuste par backstepping sur une MADE avec un défaut de PO et un défaut de CBR. Les résultats de simulations obtenus ont permis d'évaluer les performances de la commande passive qui satisfaites les exigences de l'utilisateur. Les avantages enregistrés avec cette stratégie de commande se résument dans le rejet immédiat et quasi-total de la perturbation et l'absence des ondulations dans les signaux de la vitesse et du couple électromagnétique avec une conservation acceptable de la forme du courant statorique. L'approche de la commande passive par backstepping proposée dans cette thèse présente également un autre avantage qui est sa structure simple. Son seul inconvénient c'est l'exigence d'une connaissance préalable sur la limite du défaut. Pour l'approche active, on a proposé deux CTDA pour une MADE avec un défaut de CBR. L'une est basée sur le contrôleur flou type-2 adaptatif et l'autre est basée sur les réseaux de neurones à fonction de base radiale. Les termes du défaut qui apparaissent dans les équations d'état de la MADE défectueuse sont estimés par des lois adaptatives. Les résultats de simulation obtenus après l'application de ces deux stratégies de commande sont presque les mêmes obtenus avec la commande robuste par backstepping, c'est-à-dire, elles offrent aussi de bonnes performances statiques et dynamiques

est une poursuite précise des références même en cas de défaut, comme nous avons vu dans le quatrième chapitre. L'atout majeur de ces deux CTDA par rapport à la CTD par backstepping c'est que la connaissance préalable sur la borne du défaut n'est pas requise.

A l'issue des travaux réalisés, cette thèse ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- Mise en oeuvre expérimentale des lois de commande développées sur la MADE.
- Utilisation des observateurs tels que l'observateur de Thau, l'observateur par mode glissant et le filtre de Kalman pour estimer les défauts d'une part et d'autre part pour estimer le flux et la vitesse rotorique ce qui élimine l'utilisation des capteurs et augmente la tolérance aux défauts.
- Développement d'autres CTD actives afin de tolérer plusieurs défauts à la fois.
- L'incorporation de la MADE dans un véhicule électrique hybride.
- L'utilisation de la MADE comme génératrice d'énergie renouvelable (éolienne) avec l'utilisation des onduleurs multi-niveaux pour diminuer les harmoniques des courants.

# Liste des publications et communications

## Publications Internationales

1. N. Layadi, S. Zeghlache, T. Benslimane and F. Berrabah, "Comparative Analysis between the Rotor Flux Oriented Control and Backstepping Control of a Double Star Induction Machine (DSIM) under Open-Phase Fault", *AMSE Journals, Series Advances C*, vol.72, no.4, pp. 292 – 311, 2017.
2. N. Layadi, S. Zeghlache, F. Berrabah and Larafi Bentouhami, "Comparative Study between Sliding Mode Control and Backstepping Control for Double Star Induction Machine (DSIM) under Current Sensor Faults", *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*, 6(6), 2017, pp. 67 – 77.
3. N. Layadi, S. Zeghlache, A. Djerioui, A. Houari, M. F. Benkhoris and F. Berrabah, "Interval type-2 fuzzy adaptive strategy for fault tolerant control based on new faulty model design : Application to DSIM under broken rotor bars fault", *Modelling, Measurement and Control A*, 91(4), 2018, pp. 212 – 221.
4. N. Layadi, S. Zeghlache, A. Djerioui, H. Mekki and F. Berrabah, Adaptive RNFBR Strategy for Fault Tolerant Control : Application to DSIM under Broken Rotor Bars Fault, *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 11(2), pp. 49 – 61.
5. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, H. Mekki, A. Houari, Jinlin Gong and F. Berrabah, "Fault-Tolerant Control Based on Sliding Mode Controller for Double-Star Induction Machine", *Arabian Journal for Science and Engineering, Online First Articles*, 2019, pp. 1 – 13.
6. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, H. Mekki, A. Houari, M. F. Benkhoris and F. Berrabah, "New Fault Tolerant Control Based On Backstepping controller For Double Star Induction Machine", *Revue Roumaine des Sciences Techniques- Série Électrotechnique et Énergétique*, 64(3), 2019, pp. 275 – 280.
7. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, H. Mekki, A. Houari, M. F. Benkhoris and F. Berrabah, "Backstepping Fault Tolerant Control for Double Star Induction Machine under Broken Rotor Bars", *"Majlesi Journal of Electrical Engineering"*, 13(3), 2019.
8. H. Rahali, S. Zeghlache, Leila Benalia and N. Layadi, "Sliding mode control based on backstepping approach for a double star induction motor (DSIM)", *Advances in Modeling and Analysis C*, 73(4), 2018, pp. 150 – 157.

## Publications Nationales

1. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, A. Houari, M.F. Benkhoris and F. Berrabah, Stability Analysis of Sliding Mode and Backstepping in Dual Stator Winding Induction Machine Control, *Journal of Automation & Systems Engineering*, 12(4), 2018, pp. 1 – 13.

## Conférences Internationales

1. N. Layadi and S. Zeghlache, Backstepping control for double star induction machine, Proceeding of the International Conference on Electronics and New Technologies (ICENT2017) M'Sila, Algeria, 2017, pp. 28.
2. N. Layadi, A. Houari, S. Zeghlache, M. Benkhoris, A. Djerioui and F. Berrabah, Integral Backstepping Control for Double Star Induction Machine (DSIM), International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Algiers, Algeria, 2018, pp. 1 – 6.
3. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, A. Houari, M.F. Benkhoris and F. Berrabah, Comparative Study between Backstepping Control and Sliding Mode Control for Double Star Induction Machine (DSIM), Proceedings of the International Conference on Electronics and Electrical Engineering (IC3E2018), Bouira, Algeria, 2018.
4. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, A. Houari, M.F. Benkhoris and F. Berrabah, Fuzzy Backstepping Control of Double Star Induction Machine for Driving HEV at Low Speed, Proceedings of the International Conference on Electronics, Energy and Measurement IC2EM2018, 27 et 29 Novembre, Algiers, Algeria, 2018, pp 306 – 312.
5. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, A. Houari, M.F. Benkhoris and F. Berrabah, Backstepping Control for Double Star Induction Machine Fed by Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter, Proceedings of the second International Conference on Electrical Engineering (ICEEB'2018), Biskra, Algeria, 2018.
6. N. Layadi, A. Djerioui, S. Zeghlache, A. Houari, M. Benkhoris and F. Berrabah, "A Hybrid Fuzzy Sliding Mode Controller for a Double Star Induction Machine", International Conference on Communications and Electrical Engineering (IC-CEE), El Oued, Algeria, 2018, pp. 1 – 6.
7. N. Layadi, F. Berrabah, S. Zeghlache, A. Djerioui, H. Mekki, A. Houari, M.F. Benkhoris, "Active Fault Tolerant Control Based on Backstepping Controller and non Linear Adaptive Observer for Double Star Induction Machine", International Conference on Computational and Experimental Science and Engineering (ICCESEN 2019), Antalya, TURKEY, 2019.

## Bibliographie

- [1] Mogens BLANKE et al. *Diagnosis and fault-tolerant control*. T. 2. Springer, 2006.
- [2] Wei ZHANG, Xingyan LIANG et Feng YU. “Fault-Tolerant Control of Hybrid Excitation Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machines”. In : *IEEE Transactions on Magnetics* 54.11 (2018), p. 1-5.
- [3] Yong YU et al. “Current sensor fault diagnosis and tolerant control for VSI-based induction motor drives”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.5 (2018), p. 4238-4248.
- [4] Murli MANOHAR et Sukanta DAS. “Current sensor fault-tolerant control for direct torque control of induction motor drive using flux-linkage observer”. In : *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 13.6 (2017), p. 2824-2833.
- [5] Emil LEVI. “Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.1 (2016), p. 433-448.
- [6] Federico BARRERO et Mario J DURAN. “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machinesPart I”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.1 (2016), p. 449-458.
- [7] Mario J DURAN et Federico BARRERO. “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machinesPart II”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.1 (2016), p. 459-468.
- [8] Mario BERMUDEZ et al. “An experimental assessment of open-phase fault-tolerant virtual-vector-based direct torque control in five-phase induction motor drives”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.3 (2018), p. 2774-2784.
- [9] Chengwei WU et al. “Observer-based adaptive fault-tolerant tracking control of nonlinear nonstrict-feedback systems”. In : *IEEE transactions on neural networks and learning systems* 29.7 (2018), p. 3022-3033.
- [10] Jooyoung PARK et Irwin W SANDBERG. “Universal approximation using radial-basis-function networks”. In : *Neural computation* 3.2 (1991), p. 246-257.
- [11] Peng SHI, Xiaojie SU et Fanbiao LI. “Dissipativity-based filtering for fuzzy switched systems with stochastic perturbation”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 61.6 (2016), p. 1694-1699.
- [12] Hua DENG et Miroslav KRSTIĆ. “Stochastic nonlinear stabilizationI : a backstepping design”. In : *Systems & Control Letters* 32.3 (1997), p. 143-150.
- [13] Alma Y ALANIS, Edgar N SANCHEZ et Alexander G LOUKIANOV. “Discrete-time adaptive backstepping nonlinear control via high-order neural networks”. In : *IEEE Transactions on Neural Networks* 18.4 (2007), p. 1185-1195.

- [14] Mien VAN. “An enhanced robust fault tolerant control based on an adaptive fuzzy pid-nonsingular fast terminal sliding mode control for uncertain nonlinear systems”. In : *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 23.3 (2018), p. 1362-1371.
- [15] Raheleh NAZARI, Maria M SERON et José A DE DONÁ. “Actuator fault tolerant control of systems with polytopic uncertainties using set-based diagnosis and virtual-actuator-based reconfiguration”. In : *Automatica* 75 (2017), p. 182-190.
- [16] Mien VAN et al. “A robust fault diagnosis and accommodation scheme for robot manipulators”. In : *International Journal of Control, Automation and Systems* 11.2 (2013), p. 377-388.
- [17] Mien VAN, Shuzhi Sam GE et Dariusz CEGLAREK. “Fault estimation and accommodation for virtual sensor bias fault in image-based visual servoing using particle filter”. In : *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 14.4 (2018), p. 1312-1322.
- [18] Guoguang ZHANG et al. “Active fault-tolerant control for electric vehicles with independently driven rear in-wheel motors against certain actuator faults”. In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 24.5 (2016), p. 1557-1572.
- [19] Qinglei HU, Xiaodong SHAO et Lei GUO. “Adaptive fault-tolerant attitude tracking control of spacecraft with prescribed performance”. In : *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 23.1 (2018), p. 331-341.
- [20] Salowa METHNANI. “Diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux station dépurations des eaux usées”. Thèse de doct. Université de Toulon, France, 2012.
- [21] Ryad ZEMOURI. “Contribution à la surveillance des systèmes de production à l’aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la e-maintenance”. Thèse de doct. Université de Franche-Comté, France, 2003.
- [22] Elom Ayih DOMLAN. “Diagnostic des systèmes à changement de régime de fonctionnement”. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, France, 2006.
- [23] Eduardo Rocha LOURES. “Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basés sur l’abstraction des dynamiques continues par réseau de Petri temporel flou”. Thèse de doct. Université Paul Sabatier-Toulouse III, France, 2006.
- [24] Karl J ASTRÖM et al. *Control of complex systems*. Springer Science & Business Media, 2001.
- [25] Mickaël RODRIGUES. “Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires”. Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy I, France, 2005.
- [26] Nassim BELKHERCHI. “Contribution à l’étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l’approche structurelle : Application aux procedes biologiques”. Thèse de doct. Université Paul Sabatier-Toulouse III, France, 2011.
- [27] Abdelhafid BENYOUNES. “Commande floue tolérante aux défauts appliquée à la supervision des vibrations dans les turbines à gaz : Application sur une turbine TITAN 130”. Thèse de doct. Université de Djelfa, Algérie, 2016.

- [28] Aziz RAISEMCHE. “Commande tolérante aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique”. Thèse de doct. Université Paris Sud-Paris XI, France, 2014.
- [29] Mohammed OUDGHIRI. “Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile.” Thèse de doct. Université de Picardie Jules Verne, France, 2008.
- [30] Souad BEZZAOUCHA. “Commande tolérante aux défauts de systèmes non linéaires représentés par des modèles de Takagi-Sugeno”. Thèse de doct. Université de Lorraine, France, 2013.
- [31] Hassan NOURA et al. “Fault-tolerant control in dynamic systems : Application to a winding machine”. In : *IEEE control systems magazine* 20.1 (2000), p. 33-49.
- [32] Shuyi XIAO et Jiuxiang DONG. “Robust adaptive fault-tolerant tracking control for uncertain linear systems with actuator failures based on the closed-loop reference model”. In : *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Systems* (2018).
- [33] X-J LI et G-H YANG. “Robust adaptive fault-tolerant control for uncertain linear systems with actuator failures”. In : *IET control theory & applications* 6.10 (2012), p. 1544-1551.
- [34] Gang TAO, Suresh M JOSHI et Xiaoli MA. “Adaptive state feedback and tracking control of systems with actuator failures”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 46.1 (2001), p. 78-95.
- [35] Jovan D BOSKOVIC et Raman K MEHRA. “Stable multiple model adaptive flight control for accommodation of a large class of control effector failures”. In : *Proceedings of the 1999 American Control Conference, San Diego, CA, USA*. T. 3. IEEE. 1999, p. 1920-1924.
- [36] Edward BALABAN et al. “Modeling, detection, and disambiguation of sensor faults for aerospace applications”. In : *IEEE Sensors Journal* 9.12 (2009), p. 1907-1917.
- [37] Junjie HUANG, Zhen JIANG et Junwei ZHAO. “Component fault diagnosis for nonlinear systems”. In : *Journal of Systems Engineering and Electronics* 27.6 (2016), p. 1283-1290.
- [38] Quan-Yong FAN et Guang-Hong YANG. “Event-based fuzzy adaptive fault-tolerant control for a class of nonlinear systems”. In : *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 26.5 (2018), p. 2686-2698.
- [39] Xiao HE et al. “Fault-tolerant control for an Internet-based three-tank system : Accommodation to sensor bias faults”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.3 (2017), p. 2266-2275.
- [40] Ron J PATTON. “Fault-tolerant control : the 1997 situation”. In : *IFAC Proceedings Volumes* 30.18 (1997), p. 1029-1051.
- [41] Youmin ZHANG et Jin JIANG. “Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems”. In : *IFAC Proceedings Volumes* 39.13 (2006), p. 1437-1448.

- [42] Youmin ZHANG et Jin JIANG. “Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems”. In : *Annual reviews in control* 32.2 (2008), p. 229-252.
- [43] Brian GONZÁLEZ-CONTRERAS. “Contribution à la Tolérance aux Défauts des Systèmes Linéaires : Synthèse de Méthodes d’Accommodation Fondée sur l’Information du Second Ordre”. Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy 1, France, 2009.
- [44] Carole LEBRETON et al. “Passive Fault Tolerant Control of PEMFC air feeding system”. In : *International Journal of Hydrogen Energy* 41.34 (2016), p. 15615-15621.
- [45] Yao ZHANG, Shengjing TANG et Jie GUO. “Adaptive-gain fast super-twisting sliding mode fault tolerant control for a reusable launch vehicle in reentry phase”. In : *ISA transactions* 71 (2017), p. 380-390.
- [46] Jing WANG et al. “Unified architecture of active fault detection and partial active fault-tolerant control for incipient faults”. In : *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Systems* 47.7 (2017), p. 1688-1700.
- [47] Gang CHEN, Yongduan SONG et Frank L LEWIS. “Distributed fault-tolerant control of networked uncertain Euler–Lagrange systems under actuator faults”. In : *IEEE transactions on cybernetics* 47.7 (2017), p. 1706-1718.
- [48] Wei WANG et Changyun WEN. “Adaptive compensation for infinite number of actuator failures or faults”. In : *Automatica* 47.10 (2011), p. 2197-2210.
- [49] Ke ZHANG, Bin JIANG et Peng SHI. “Fast fault estimation and accommodation for dynamical systems”. In : *IET Control Theory & Applications* 3.2 (2009), p. 189-199.
- [50] Steven X DING. *Model-based fault diagnosis techniques : design schemes, algorithms, and tools*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [51] Jie CHEN et Ron J PATTON. *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*. T. 3. Springer Science & Business Media, 2012.
- [52] Alain HADDAD. “Stratégie de commande tolérante aux fautes active pour des systèmes suractionnés”. Thèse de doct. Lille 1, France, 2014.
- [53] Douglas J LEITH et William E LEITHEAD. “Survey of gain-scheduling analysis and design”. In : *International journal of control* 73.11 (2000), p. 1001-1025.
- [54] M STAROSWIECKI. “Fault tolerant control : the pseudo-inverse method revisited”. In : *IFAC Proceedings Volumes* 38.1 (2005), p. 418-423.
- [55] Guoping P LIU et Ron PATTON. *Eigenstructure assignment for control system design*. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [56] Hassan NOURA et al. *Fault-tolerant control systems : Design and practical applications*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [57] César Martínez TORRES. “Commande tolérante aux défauts : une approche basée sur la platitude”. Thèse de doct. Université de Bordeaux, France, 2014.
- [58] Jinglin LIU et al. “IPMSM model predictive control in flux-weakening operation using an improved algorithm”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.12 (2018), p. 9378-9387.

- [59] Seyyed Ali EMAMI et Amin REZAEIZADEH. “Adaptive model predictive control-based attitude and trajectory tracking of a VTOL aircraft”. In : *IET Control Theory & Applications* 12.15 (2018), p. 2031-2042.
- [60] Mogens Graf PLESSEN et al. “Spatial-based predictive control and geometric corridor planning for adaptive cruise control coupled with obstacle avoidance”. In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 26.1 (2018), p. 38-50.
- [61] Panagiotis D CHRISTOFIDES et al. “Distributed model predictive control : A tutorial review and future research directions”. In : *Computers & Chemical Engineering* 51 (2013), p. 21-41.
- [62] Robert J VEILLETTE, JB MEDANIC et William R PERKINS. “Design of reliable control systems”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 37.3 (1992), p. 290-304.
- [63] Chien-Shu HSIEH. “Performance gain margins of the two-stage LQ reliable control”. In : *Automatica* 38.11 (2002), p. 1985-1990.
- [64] Guang-Hong YANG, Jian Liang WANG et Yeng Chai SOH. “Reliable H controller design for linear systems”. In : *Automatica* 37.5 (2001), p. 717-725.
- [65] FUZHONG WANG et BO YAO. “Reliable Hcontrol for linear systems”. In : *2008 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China*. IEEE. 2018, p. 4623-4627.
- [66] Jianbin QIU et al. “Reliable control of discrete-time piecewise-affine time-delay systems via output feedback”. In : *IEEE Transactions on Reliability* 67.1 (2018), p. 79-91.
- [67] D. ZHAI et al. “Adaptive Reliable  $H_\infty$  Static Output Feedback Control Against Markovian Jumping Sensor Failures”. In : *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems* 29.3 (2018), p. 631-644.
- [68] Heinz ERZBERGER. “Analysis and design of model following control systems by state space techniques”. In : *NASA techdocs* (1967).
- [69] Zoheir TIR et al. “Fuzzy logic field oriented control of double star induction motor drive”. In : *Electrical Engineering* 99.2 (2017), p. 495-503.
- [70] Chenchen WANG, Kun WANG et Xiaojie YOU. “Research on synchronized SVPWM strategies under low switching frequency for six-phase VSI-fed asymmetrical dual stator induction machine”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.11 (2016), p. 6767-6776.
- [71] Zoheir TIR, Om P MALIK et Ali M ELTAMALY. “Fuzzy logic based speed control of indirect field oriented controlled Double Star Induction Motors connected in parallel to a single six-phase inverter supply”. In : *Electric Power Systems Research* 134 (2016), p. 126-133.
- [72] Fouad BERRABAH. “commande sans capteur de la machine asynchrone”. Thèse de doct. Université de M'Sila, Algérie, 2016.
- [73] Nouredine LAYADI et al. “Comparative analysis between the rotor flux oriented control and backstepping control of a double star induction machine (DSIM) under open-phase fault”. In : *AMSE Journals, Series Advances C* 72.4 (2017), p. 292-311.

- [74] Nouredine LAYADI et al. "Integral Backstepping Control for Double Star Induction Machine (DSIM)". In : *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Algiers, Algeria*. IEEE. 2018, p. 1-6.
- [75] Tahar LAAMAYAD. "Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue". Thèse de doct. Université de Batna 2, Algérie, 2014.
- [76] Hemza MEKKI et al. "Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems". In : *ISA transactions* 57 (2015), p. 340-351.
- [77] Elhoussin ELBOUCHIKHI et al. "Motor current signal analysis based on a matched subspace detector". In : *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.12 (2017), p. 3260-3270.
- [78] Paulo S DAINÉZ et al. "Modeling and parameter identification of a double-star induction machines". In : *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Coeur d'Alene, ID, USA*. IEEE. 2015, p. 749-755.
- [79] Daniel ROGER. "La machine asynchrone double étoile : régimes transitoires : alimentation à fréquence variable". Thèse de doct. Université de Lille 1, France, 1993.
- [80] Zhan LI et al. "Fast open-transistor fault diagnosis based on calculated bridge arm pole-to-pole voltages in voltage-source inverters". In : *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), Auckland, New Zealand*. IEEE. 2016, p. 1-6.
- [81] Mina Abd-el MALEK, Ahmed K ABDELSALAM et Ola E HASSAN. "Induction motor broken rotor bar fault location detection through envelope analysis of start-up current using Hilbert transform". In : *Mechanical Systems and Signal Processing* 93 (2017), p. 332-350.
- [82] Arunava NAHA et al. "A method for detecting half-broken rotor bar in lightly loaded induction motors using current". In : *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 65.7 (2016), p. 1614-1625.
- [83] Rocio A LIZARRAGA-MORALES et al. "Novel FPGA-based methodology for early broken rotor bar detection and classification through homogeneity estimation". In : *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.7 (2017), p. 1760-1769.
- [84] Carlos MORALES-PEREZ et al. "Bearing fault detection in induction motors using MCSA and statistical analysis". In : *2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Houston, TX, USA*. IEEE. 2018, p. 1-5.
- [85] Zhaowen HOU et al. "Quantitative broken rotor bar fault detection for closed-loop controlled induction motors". In : *IET Electric Power Applications* 10.5 (2016), p. 403-410.
- [86] Zhao XU et al. "Data-driven inter-turn short circuit fault detection in induction machines". In : *IEEE Access* 5 (2017), p. 25055-25068.
- [87] Dejan Gojko JERKAN, Dejan D RELJIĆ et Darko P MARČETIĆ. "Broken rotor bar fault detection of IM based on the counter-current braking method". In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 32.4 (2017), p. 1356-1366.

- [88] Zhaowen HOU et al. “Diagnosis of broken rotor bar fault in open-and closed-loop controlled wye-connected induction motors using zero-sequence voltage”. In : *IET Electric Power Applications* 11.7 (2017), p. 1214-1223.
- [89] Konstantinos N GYFTAKIS, Antonio J Marques CARDOSO et Jose A ANTONINO-DAVIU. “Introducing the Filtered Parks and Filtered Extended Parks Vector Approach to detect broken rotor bars in induction motors independently from the rotor slots number”. In : *Mechanical Systems and Signal Processing* 93 (2017), p. 30-50.
- [90] Kleiton Morais SOUSA et al. “Broken bar fault detection in induction motor by using optical fiber strain sensors”. In : *IEEE Sensors Journal* 17.12 (2017), p. 3669-3676.
- [91] B BESSAM et al. “Detection of broken rotor bar faults in induction motor at low load using neural network”. In : *ISA transactions* 64 (2016), p. 241-246.
- [92] Anik Kumar SAMANTA et al. “Fast and accurate spectral estimation for online detection of partial broken bar in induction motors”. In : *Mechanical Systems and Signal Processing* 98 (2018), p. 63-77.
- [93] L SAIDI et al. “Diagnosis of broken-bars fault in induction machines using higher order spectral analysis”. In : *ISA transactions* 52.1 (2013), p. 140-148.
- [94] Luis Alonso TRUJILLO-GUAJARDO et al. “A multiresolution Taylor–Kalman approach for broken rotor bar detection in cage induction motors”. In : *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 67.6 (2018), p. 1317-1328.
- [95] Szymon BEDNARZ. “Rotor fault compensation and detection in a sensorless induction motor drive”. In : *Power Electronics and Drives* 2.1 (2017), p. 71-80.
- [96] Hubert RAZIK. “Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose”. In : *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03, WI, USA*. T. 2. IEEE. 2003, p. 907-912.
- [97] Fiorenzo FILIPPETTI et al. “AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect”. In : *IAS'96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting, San Diego, CA, USA*. T. 1. IEEE. 1996, p. 655-662.
- [98] Bin LU, Thomas G HABETLER et Ronald G HARLEY. “A nonintrusive and in-service motor-efficiency estimation method using air-gap torque with considerations of condition monitoring”. In : *IEEE transactions on Industry Applications* 44.6 (2008), p. 1666-1674.
- [99] Mhamed DRIF et Antonio J Marques CARDOSO. “Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses”. In : *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10.2 (2014), p. 1348-1360.
- [100] Arun GANDHI, Timothy CORRIGAN et Leila PARSA. “Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.5 (2011), p. 1564-1575.
- [101] Seyyed Mehdi MIRIMANI et al. “Static eccentricity fault detection in single-stator–single-rotor axial-flux permanent-magnet machines”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 48.6 (2012), p. 1838-1845.

- [102] Mohamed Yazid KAIKAA, Marouane HADJAMI et Abdelmalek KHEZZAR. “Effects of the simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current of induction machine”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.5 (2014), p. 2452-2463.
- [103] Elhoussin ELBOUCHIKHI, Vincent CHOQUEUSE et Mohamed BENBOUZID. “Induction machine bearing faults detection based on a multi-dimensional MUSIC algorithm and maximum likelihood estimation”. In : *ISA transactions* 63 (2016), p. 413-424.
- [104] Yiqi LIU et Ali M BAZZI. “A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors : State of the art”. In : *ISA transactions* 70 (2017), p. 400-409.
- [105] K YAHIA et al. “Induction motors airgap-eccentricity detection through the discrete wavelet transform of the apparent power signal under non-stationary operating conditions”. In : *ISA transactions* 53.2 (2014), p. 603-611.
- [106] Subhasis NANDI, Shehab AHMED et Hamid A TOLİYAT. “Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages”. In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 16.3 (2001), p. 253-260.
- [107] Peter VAS. *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines*. T. 27. Oxford University Press, 1993.
- [108] Andrea PAOLI, Lorenzo MARCONI et Claudio BONIVENTO. “A fault-tolerant strategy for induction motors”. In : *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, FL, USA*. T. 1. IEEE. 2001, p. 179-184.
- [109] Reza KIANINEZHAD et al. “Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55.5 (2008), p. 1966-1977.
- [110] Mario BERMUDEZ et al. “Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.2 (2017), p. 902-911.
- [111] Tamires Santos de SOUZA, Rodrigo Rodrigues BASTOS et Braz J CARDOSO FILHO. “Modeling and control of a nine-phase induction machine with open phases”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.6 (2018), p. 6576-6585.
- [112] Faeka KHATER, Mohamed I Abu EL-SEBAH et Mohamed OSAMA. “Fault diagnostics in an inverter feeding an induction motor using fuzzy logic”. In : *Journal of Electrical Systems and Information Technology* 4.1 (2017), p. 10-17.
- [113] Nithin RAJ et al. “Open-transistor fault detection and diagnosis based on current trajectory in a two-level voltage source inverter”. In : *Procedia Technology* 25 (2016), p. 669-675.
- [114] Seyed Behzad NADERI et al. “Efficient fault ride-through scheme for three phase voltage source inverter-interfaced distributed generation using DC link adjustable resistive type fault current limiter”. In : *Renewable energy* 92 (2016), p. 484-498.

- [115] RB DHUMALE et SD LOKHANDE. “Neural network fault diagnosis of voltage source inverter under variable load conditions at different frequencies”. In : *Measurement* 91 (2016), p. 565-575.
- [116] Feng WU et Jin ZHAO. “A real-time multiple open-circuit fault diagnosis method in voltage-source-inverter fed vector controlled drives”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.2 (2016), p. 1425-1437.
- [117] Yuxi WANG, Zhan LI et Hao MA. “Comparison of two diagnosis methods based on switching voltage pattern for IGBTs open-circuit faults in voltage-source inverters”. In : *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Buzios, Brazil*. IEEE. 2015, p. 257-262.
- [118] Tarek AMEID et al. “Backstepping control for induction motor drive using reduced model in healthy state : Simulation and experimental study”. In : *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC), Batna, Algeria*. IEEE. 2017, p. 162-167.
- [119] Hamdi ECHEIKH et al. “Comparative study between the rotor flux oriented control and non-linear backstepping control of a five-phase induction motor drive—an experimental validation”. In : *IET Power Electronics* 9.13 (2016), p. 2510-2521.
- [120] Seyed Mohammad Jalal Rastegar FATEMI et al. “Speed sensorless control of a six-phase induction motor drive using backstepping control”. In : *IET Power Electronics* 7.1 (2014), p. 114-123.
- [121] Nouredine LAYADI et al. “Comparative Study between Backstepping Control and Sliding Mode Control for Double Star Induction Machine (DSIM)”. In : *International Conference on Electronics and Electrical Engineering (IC3E2018), Bouira, Algeria*. 2018.
- [122] Nouredine LAYADI et al. “Stability Analysis of Sliding Mode and Backstepping in Dual Stator Winding Induction Machine Control”. In : *Automation and Systems Engineering* 12.4 (2018), p. 1-13.
- [123] Hamdi ECHEIKH et al. “Non-linear backstepping control of five-phase IM drive at low speed conditions—experimental implementation”. In : *ISA transactions* 65 (2016), p. 244-253.
- [124] Jacek LISTWAN, Krzysztof PIEŃKOWSKI et al. “Sliding-mode direct field-oriented control of six-phase induction motor”. In : *Czasopismo Techniczne 2016. Elektrotechnika Zeszyt 2-E 2016* (2016), p. 95-108.
- [125] Mohamed Amine FNAIECH et al. “Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.1 (2010), p. 354-364.
- [126] H AMIMEUR et al. “A sliding mode control associated to the field-oriented control of dual-stator induction motor drives”. In : *Journal of Electrical Engineering* 10.3 (2010), p. 7-12.
- [127] H AMIMEUR et al. “A sliding mode control for dual-stator induction motor drives fed by matrix converters”. In : *J Electric Eng* 11.2 (2011), p. 136-143.
- [128] Nouredine LAYADI et al. “Backstepping Control for Double Star Induction Machine Fed by Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter”. In : *second International Conference on Electrical Engineering (ICEEB'2018), Biskra, Algeria*. 2018.

- [129] Nouredine LAYADI et al. "Fuzzy Backstepping Control of Double Star Induction Machine for Driving HEV at Low Speed". In : *International Conference on Electronics, Energy and Measurement (IC2EM2018), Algiers, Algeria*. 2018, p. 281-288.
- [130] Nouredine LAYADI et al. "Backstepping control for double star induction machine". In : *International Conference on Electronics and New Technologies (ICENT2017), M'Sila, Algeria*. 2017, p. 28.
- [131] Salima LEKHCHINE, Tahar BAHY et Youcef SOUFI. "Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine". In : *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 57 (2014), p. 206-211.
- [132] Ali DJERIOUI et al. "Grey Wolf based control for speed ripple reduction at low speed operation of PMSM drives". In : *ISA transactions* 74 (2018), p. 111-119.
- [133] Nadia DJEGHALI et al. "Sensorless fault tolerant control for induction motors". In : *International Journal of Control, Automation and Systems* 11.3 (2013), p. 563-576.
- [134] Nadia DJEGHALI. "Observation, diagnostic et commande de la machine asynchrone". Thèse de doct. Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Algérie, 2013.
- [135] Nouredine LAYADI et al. "Comparative Study between Sliding Mode Control and Backstepping Control for Double Star Induction Machine (DSIM) under Current Sensor Faults". In : *ITEE journal* 6.6 (2017), p. 67-77.
- [136] Hilal RAHALI et al. "Sliding mode control based on backstepping approach for a double star induction motor (DSIM)". In : *Advances in Modeling and Analysis C* 73.4 (2018), p. 150-157.
- [137] Nouredine LAYADI et al. "A Hybrid Fuzzy Sliding Mode Controller for a Double Star Induction Machine". In : *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE), El Oued, Algeria*. IEEE. 2018, p. 1-6.
- [138] S LEKHCHINE et al. "PV-battery energy storage system operating of asynchronous motor driven by using fuzzy sliding mode control". In : *International Journal of Hydrogen Energy* 42.13 (2017), p. 8756-8764.
- [139] Essam EM MOHAMED et al. "Position control of linear induction motor using cascaded sliding mode controller". In : *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt*. IEEE. 2016, p. 617-624.
- [140] Didier DUBOIS et Henri PRADE. "Random sets and fuzzy interval analysis". In : *Fuzzy sets and Systems* 42.1 (1991), p. 87-101.
- [141] Lotfy A ZADEH. "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-1". In : *Information Sciences* 8.3 (1975), p. 199-249.
- [142] Jiangtao CAO et al. "An interval type-2 fuzzy logic controller for quarter-vehicle active suspensions". In : *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D : Journal of Automobile Engineering* 222.8 (2008), p. 1361-1373.
- [143] Jerry M MENDEL. "Advances in type-2 fuzzy sets and systems". In : *Information sciences* 177.1 (2007), p. 84-110.

- [144] Rong-Jong WAI et Chia-Chin CHU. “Robust petri fuzzy-neural-network control for linear induction motor drive”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.1 (2007), p. 177-189.
- [145] Fayez FM EL-SOUSY. “Adaptive dynamic sliding-mode control system using recurrent RBFN for high-performance induction motor servo drive”. In : *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 9.4 (2013), p. 1922-1936.
- [146] Rong-Jong WAI. “Development of intelligent position control system using optimal design technique”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 50.1 (2003), p. 218-231.
- [147] Hongjun YANG et Jinkun LIU. “An adaptive RBF neural network control method for a class of nonlinear systems”. In : *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica* 5.2 (2018), p. 457-462.
- [148] Jakub TALLA et al. “Adaptive speed control of induction motor drive with inaccurate model”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.11 (2018), p. 8532-8542.
- [149] Samir ZEGHLACHE, Tarak BENSLIMANE et Abderrahmen BOUGUERRA. “Active fault tolerant control based on interval type-2 fuzzy sliding mode controller and non linear adaptive observer for 3-DOF laboratory helicopter”. In : *ISA transactions* 71 (2017), p. 280-303.
- [150] Samir ZEGHLACHE, Djamel SAIGAA et Kamel KARA. “Fault tolerant control based on neural network interval type-2 fuzzy sliding mode controller for octorotor UAV”. In : *Frontiers of Computer Science* 10.4 (2016), p. 657-672.
- [151] Jian HUANG et al. “Interval type-2 fuzzy logic modeling and control of a mobile two-wheeled inverted pendulum”. In : *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* 26.4 (2018), p. 2030-2038.
- [152] Qilian LIANG et Jerry M MENDEL. “Interval type-2 fuzzy logic systems : theory and design”. In : *IEEE Transactions on Fuzzy systems* 8.5 (2000), p. 535-550.
- [153] Behzad BAHRAMINEJAD et Mohammad Reza IRANPOUR. “Comparison of Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller with PI Controller in Pitch Control of Wind Turbines”. In : *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)* 5.3 (2015), p. 836-846.
- [154] Keltoum LOUKAL. “Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux”. Thèse de doct. Université de M'Sila, Algérie, 2017.
- [155] Nilesh Naval KARNIK, Jerry M MENDEL et Qilian LIANG. “Type-2 fuzzy logic systems”. In : *IEEE transactions on Fuzzy Systems* 7.6 (1999), p. 643-658.
- [156] Nilesh N KARNIK et Jerry M MENDEL. “Type-2 fuzzy logic systems : type-reduction”. In : *SMC'98 Conference Proceedings. 1998 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, San Diego, CA, USA*. IEEE. 1998, p. 2046-2051.
- [157] Oscar CASTILLO et Patricia MELIN. “A review on the design and optimization of interval type-2 fuzzy controllers”. In : *Applied Soft Computing* 12.4 (2012), p. 1267-1278.

- [158] Jerry M MENDEL. “Rule-based fuzzy logic systems : introduction and new directions”. In : *PrenticeHall, Upper Saddle River, NJ* (2001).
- [159] Dongrui Wu Woei Wan TAN. “A simplified type-2 fuzzy logic controller for real-time control”. In : *ISA transactions* 45.4 (2006), p. 503-516.
- [160] Nouredine LAYADI et al. “Interval type-2 fuzzy adaptive strategy for fault tolerant control based on new faulty model design : Application to DSIM under broken rotor bars fault”. In : *Modelling, Measurement and Control A* 91.4 (2018), p. 212-221.
- [161] Naâmane BOUNAR et al. “Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor”. In : *Neurocomputing* 151 (2015), p. 756-769.
- [162] Fouad YACEF et al. “Observer-based adaptive fuzzy backstepping tracking control of quadrotor unmanned aerial vehicle powered by Li-ion battery”. In : *Journal of Intelligent & Robotic Systems* 84.1-4 (2016), p. 179-197.
- [163] Marios M POLYCARPOU et Petros A IOANNOU. “A robust adaptive nonlinear control design”. In : *Automatica* 32.3 (1996), p. 423-427.
- [164] Hassan K KHALIL. *Nonlinear Systems*. T. 3. Prentice Hall, 2001.
- [165] Cheng PENG et al. “Modeling and robust backstepping sliding mode control with Adaptive RBFNN for a novel coaxial eight-rotor UAV”. In : *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica* 2.1 (2015), p. 56-64.
- [166] Liangkuan ZHU et al. “Adaptive neural network saturated control for MDF continuous hot pressing hydraulic system with uncertainties”. In : *IEEE Access* 6 (2017), p. 2266-2273.
- [167] Vishal GOYAL, Vinay Kumar DEOLIA et Tripti Nath SHARMA. “Neural network based sliding mode control for uncertain discrete-time nonlinear systems with time-varying delay”. In : *International Journal of Computational Intelligence Research* 12.2 (2016), p. 125-138.
- [168] Tong WANG, Huijun GAO et Jianbin QIU. “A combined adaptive neural network and nonlinear model predictive control for multirate networked industrial process control”. In : *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems* 27.2 (2016), p. 416-425.
- [169] Yan-Jun LIU et al. “Neural network control-based adaptive learning design for nonlinear systems with full-state constraints”. In : *IEEE transactions on neural networks and learning systems* 27.7 (2016), p. 1562-1571.
- [170] Derong LIU, Hongliang LI et Ding WANG. “Neural-network-based zero-sum game for discrete-time nonlinear systems via iterative adaptive dynamic programming algorithm”. In : *Neurocomputing* 110 (2013), p. 92-100.
- [171] Jinkun LIU. *Radial Basis Function (RBF) neural network control for mechanical systems : design, analysis and Matlab simulation*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [172] Shuang LI et Xiuqiang JIANG. “RBF neural network based second-order sliding mode guidance for Mars entry under uncertainties”. In : *Aerospace Science and Technology* 43 (2015), p. 226-235.

- [173] Yao ZOU et Zewei ZHENG. “A robust adaptive RBFNN augmenting backstepping control approach for a model-scaled helicopter”. In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 23.6 (2015), p. 2344-2352.
- [174] Wei HE, Yuhao CHEN et Zhao YIN. “Adaptive neural network control of an uncertain robot with full-state constraints”. In : *IEEE transactions on cybernetics* 46.3 (2016), p. 620-629.
- [175] Wei HE, Yiting DONG et Changyin SUN. “Adaptive neural impedance control of a robotic manipulator with input saturation”. In : *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Systems* 46.3 (2016), p. 334-344.
- [176] Wei HE et al. “Adaptive neural network control of a flapping wing micro aerial vehicle with disturbance observer”. In : *IEEE transactions on cybernetics* 47.10 (2017), p. 3452-3465.
- [177] Jianhui ZHI et al. “Robust adaptive FTC allocation for over-actuated systems with uncertainties and unknown actuator non-linearity”. In : *IET Control Theory & Applications* 12.2 (2017), p. 273-281.
- [178] Samir ZEGHLACHE et al. “Actuator fault tolerant control using adaptive RBFNN fuzzy sliding mode controller for coaxial octorotor UAV”. In : *ISA transactions* 80 (2018), p. 267-278.
- [179] Nouredine LAYADI et al. “Adaptive RBFNN Strategy for Fault Tolerant Control : Application to DSIM under Broken Rotor Bars Fault”. In : *International Journal of Intelligent Systems and Applications* 11.2 (2019), p. 49-61.

## Résumé

De nos jours, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Cette thèse présente la commande tolérante aux défauts, passive et active de la machine asynchrone double étoile, en utilisant des techniques de la commande non linéaires basées sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Dans la première partie, on fait un état d'art sur la commande tolérante aux défauts avec les deux approches : passive et active en présentant plusieurs algorithmes de commandes puis, la description et la modélisation de la machine asynchrone double étoile à l'état sain et défectueux qui nous permet d'étudier son comportement dans les différents régimes de fonctionnement. Nous développons une loi de commande tolérante aux défauts passive basée sur la commande robuste par backstepping dans le cas d'un défaut de phase ouverte et dans le cas d'un défaut de cassure de barres rotorique. En ce qui concerne l'approche active, nous appliquons des méthodes issues de la théorie de l'intelligence artificielle telle que la commande floue type-2 adaptative et la commande par réseaux de neurones artificiels dans le cas d'un défaut rotorique. Une analyse comparative de ces méthodes a été faite sur la base des résultats de simulation et des indicateurs de performance obtenus sur la machine asynchrone double étoile défectueuse. Ces résultats ont prouvé que ces trois approches proposées garantissent la stabilité du système en boucle fermée à l'état sain et défectueux.

**Mots clés :** Machine asynchrone double étoile (MADE), Défaut, Commande tolérante aux défauts, commande par backstepping, logique floue type-2, floue adaptative, Réseaux de neurones à fonction de base radiale.

## Abstract

Nowadays, multiphase machines are more and more used for reasons of reliability and power segmentation. This thesis presents the passive and active fault tolerant control of the double star induction machine, using nonlinear control techniques based on Lyapunov stability theory. In the first part, we make a state of art on fault-tolerant control with both approaches : passive and active by presenting several control algorithms then, the description and the modeling of the double star induction machine in the healthy and defective state that allows us to study its behavior in the different operating modes. We develop a passive fault-tolerant control law based on robust backstepping control in the case of an open phase fault and in the case of a broken rotor bars fault. With regard to the active approach, we apply methods from artificial intelligence theory such as adaptive type-2 fuzzy control and artificial neural network control in the case of a rotor fault. A comparative analysis of these methods was made on the basis of simulation results and performance indicators obtained on the defective double-star induction machine. These results have shown that these three proposed approaches guarantee the stability of the closed-loop system in a healthy and defective state.

**Key words :** Double star induction machine (DSIM), Fault, Fault tolerant control, Backstepping control, type-2 fuzzy logic, adaptive fuzzy, Radial basis function neural network.

## ملخص

في الوقت الحاضر، يتم استخدام الآلات متعددة الأطوار بشكل متزايد لأسباب الموثوقية وتجزئة الطاقة. يقدم هذا البحث عدة طرق في التحكم المتحمل للخلل النشط و الكامن وتطبيقها على الآلة اللاتزامنية المزدوجة النجم وهذا بالاعتماد على نظريات التحكم والمراقبة غير الخطية المبنية أساساً على نظرية ليابونوف. في الجزء الأول، تقدم حالة فنية عن أنظمة التحكم المتحملة للخلل بنوعيه النشط و الكامن من خلال تقديم العديد من خوارزميات التحكم تم وصف وتمنجه الآلة اللاتزامنية المزدوجة النجم في حالة العمل العادية وأثناء حدوث خلل في مختلف أجزائها والتي تسمح لنا بدراسة استجابتها في مختلف حالات وشروط التشغيل. بعدها قمنا بتطبيق التحكم المتحمل للخطأ الكامن على الآلة بالاعتماد على نظام التحكم التراجعي المكين في حالة وجود خلل الطور المفتوح و خلل كسر أعمدة الدوار. أما فيما يخص تطبيق التحكم المتحمل للخطأ النشط، فإننا نطبق نظم تحكم مستمدة من نظرية الذكاء الاصطناعي والمتمثلة في التحكم التكيفي بالمنطق الغامض صنف 2 والتحكم بشبكة الخلايا العصبية الصناعية وهذا في حالة وجود خلل في الدوار. تم إجراء تحليل مقارنة لهذه الطرق على أساس نتائج المحاكاة ومؤشرات الأداء التي تم الحصول عليها على الآلة اللاتزامنية المزدوجة النجم المعيبة وقد أظهرت هذه النتائج أن أساليب التحكم الثلاثة المقترحة تضمن استقرار النظام في الحلقة المغلقة سواء في حالة العمل العادية أو في حالة وجود الخلل.

**كلمات مفتاحية:** الآلة اللاتزامنية المزدوجة النجم، الخلل، التحكم المتحمل للخلل، التحكم بالرجوع المرحلي، المنطق الغامض من الصنف 2، التكيف الغامض، شبكة الخلايا العصبية الصناعية ذات وظيفة قاعدية شعاعية.

