

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série.....

Numéro d'inscription.....

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique et systèmes

THEME

**Commandes non linéaires tolérantes aux défauts
appliquées à la machine asynchrone double alimentée**

Présentée Par
DJAIDJA Oussama

Soutenue le : 20 /02/2024

Devant le jury composé de :

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
BENYETTOU Loutfi	Professeur	Univ. de M'sila	Président
MEKKI Hemza	MCA	Univ. de M'sila	Encadreur
ZEGHLACHE Samir	Professeur	Univ. de M'sila	Co-Encadreur
CHERIF BILAL Djamal Eddine	MCA	Univ. de M'sila	Examineur
LOUKAL Keltoum	MCA	Univ. de M'sila	Examineur
TALHAOUI Hichem	Professeur	Univ. De BBA	Examineur

Année Universitaire : 2023/2024

Remerciements :

Je tiens à remercier dieu, le tout puissant, de nous avoir donné la sante et la volonté pour compléter ce modeste travail.

Je tiens à remercier mes encadreur, pour leurs disponibilités, ses orientations et ses soutiens moraux tout au long de mon travail.

Mes profondes gratitudes aux membres du jury qui vont me donner l'honneur d'évaluer ce travail de fin d'études.

Tous mes infinis remerciements vont à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation durant notre cursus universitaire.

Mes remerciements les plus chaleureux vont à nos chers parents pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien durant toutes ces années d'études.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Oussama DJAIDJA

Liste des publications

- [1] Djaidja O, Mekki H, Zeghlache S, Djerioui A. "A new improved control for power quality enhancement in double fed induction generator using iterative learning control". *Diagnostyka*. 2023; 24(3).
- [2] Oussama Djaidja, Hemza Mekki, Samir Zeghleche, Ali Djerioui, "Power Quality Enhancement in Double Fed Induction Generator Using Iterative Learning Control", *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, 2023.
- [3] O. Djaidja, H. Mekki, A. Djerioui and S. Zeghlache, "FTC design based on projection approach applied to DFIG," 2022 IEEE International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis, Tunisia, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/CISTEM55808.2022.10043981.
- [4] Oussama Djaidja, Hemza Mekki, Samir Zeghleche, Ali Djerioui," Fault tolerant control based on sliding mode controller for double-fed induction generator", *Ahi Evran International Conference on scientific research*, December 2021
- [5] Oussama Djaidja, Hemza Mekki, Samir Zeghleche, Ali Djerioui," Effective Fault tolerant control design for double-fed induction generator, *EJONS 13th INTERNATIONAL CONFERENCE ON MATHEMATICS, ENGINEERING, NATURAL & MEDICAL SCIENCES* October 26-27, 2021 / Nevşehir, Turkey.

Table des matières

Table des matières	I
Liste des Figures	V
Liste des Tableaux.....	VII
Notions et Symboles	VIII
Introduction Générale.....	1
 Chapitre 01 : Etat de L’art de la Commande Tolérance aux Défauts	
1.1. Introduction	5
1.2. Notions de base	5
1.2.1. Défaillance.....	5
1.2.2. Défaut	5
1.2.3. Panne	6
1.2.4. Perturbation	6
1.2.5. Résidus	6
1.3. Les différents types de défauts	6
1.3.1. Classification selon le lieu d’apparition	6
1.3.2. Classification selon leur comportement	7
1.3.3. Classification selon leur modélisation.....	8
1.4. Commande tolérant aux défauts.....	9
1.5. Classification des méthodes de la commande tolérante aux défauts	10
1.5.1. Approche passive	11
1.5.2. Approche active.....	12
1.5.3. Comparaison entre AFTC et PFTC	14
1.6. Conclusion.....	14

Chapitre 02 Modèle de la GADA A l'état sain et défectueux

2.1. Introduction	16
2.2. Modèle de la GADA a l'état sain.....	16
2.2.1. Hypothèse simplificatrice.....	16
2.2.2. Modèle de la GADA à l'état sain dans le repère triphasé	17
2.2.2.1. Equation Electrique	17
2.2.2.2. Equation Magnétique	18
2.2.3. Transformation de PARK.....	18
2.2.3.1. Application de la transformation de PARK a la GADA	19
2.2.3.2. Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (d,q)	20
2.2.4. Modèle D'état de la GADA	21
2.3. Les différents types de défaut dans la GADA	23
2.4. Modèle de la GADA en présence de défaut.....	23
2.4.1. Différent Harmoniques liées aux défauts.	23
2.4.1.1. Harmoniques associés aux défauts de roulements	23
2.4.1.2. Harmoniques associés aux défauts statoriques :	24
2.4.1.3. Harmoniques associés aux défauts d'excentricités ::	25
2.4.2. Modèle de la GADA en présence de défaut statorique et rotorique :	27
2.4.3. Modèle de la GADA en présence de défaut rotorique :	28
2.5. Méthodes de diagnostic de la GADA	29
2.5.1. Méthode avec modèle:.....	29
2.5.1.1. Approche à base d'observateur	29
2.5.1.2. Identification paramétrique	30
2.5.2. Méthodes sans modèle.....	31
2.5.2.1. Méthodes par intelligence artificielle	31
2.5.2.2. Méthodes par traitement du signal	31
2.6. Conclusion.....	31

Chapitre 03 Commande FTC Active à base de projection

3.1. Introduction	33
3.2. Commande Vectorielle de La GADA	33
3.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique	34
3.3.1. Relations entre les courants statoriques et rotoriques.....	35
3.3.2. Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques.....	35
3.3.3. Relations entre les tensions et les courants rotoriques	36
3.3.4. Les différentes méthodes de la commande vectorielle	37
3.3.4.1. La commande directe	37
3.3.4.2. La commande indirecte	38
3.4. La commande par mode glissant	39
3.5. L'algorithme de la commande par mode glissant	40
3.5.1. Définition de la surface de glissement.....	40
3.5.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	40
3.5.2.1. La fonction discrète de commutation	40
3.5.2.2. La fonction de LYAPUNOV	40
3.5.3. Détermination de la loi de commande	41
3.5.4. Application de la SMC sur GADA.....	44
3.5.5. Détermination de la loi de commande	45
3.5.5.1. La commande de la puissance active	46
3.5.5.2. La commande de la puissance reactive	46
3.6. Commande FTC basée sur la méthode de projection	47
3.7. Estimation de la résistance rotorique par la technique de MRAS	49
3.8. Résultat de la simulation.....	51
3.9. Conclusion.....	55

Chapitre 04: Commande FTC active à base de ILC

4.1. Introduction	57
4.2. Commande FTC basée sur ILC	58
4.2.1. Objectif de la commande	58
4.2.2. Le Schéma d'ILC	58
4.3. Résultats de simulation	59
4.3.1. Simulations numériques (Cas d'une commande vectorielle avec ILC)	59
4.3.2. Test de robustesse	63
4.3.3. Simulations numériques (Cas d'une commande mode glissant avec ILC)	64
4.3.4. Test de robustesse	68
4.4. Conclusion	73
Conclusion Générale	75
Bibliographie.....	77
Annexe	

Liste des figures :

CHAPITRE 01

Figure 1.1 Différents types de défaut dans le système de commande.....	5
Figure 1.2 Différent type de défaut selon leur comportement	7
Figure 1.3 Défaut Additif	8
Figure 1.4 Défaut multiplicatif	8
Figure 1.5 classification des commandes tolérantes aux défauts	10
Figure 1.6 Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive	11
Figure 1.7 Schéma de principe d'une loi de commande FTC Active	12
Figure 1.8 Schéma de principe d'une AFTC à base de projection.....	13

CHAPITRE 02

Figure 2.1. Représentation de la GADA dans le repère triphasé	16
Figure 2.2. Transformation des variables statoriques et rotoriques	18
Figure 2.3. Enroulement d'un stator avec un défaut de CCES	24
Figure 2.4 Diverses formes de défauts d'excentricité	25

CHAPITRE 03

Figure 3.1. Principe de la commande vectorielle	33
Figure 3.2. Schéma bloc de la structure de commande directe par orientation du flux statorique	37
Figure. 3.3. Schéma bloc de la structure de commande indirecte	38
Figure 3.4. Interprétation de V_{eq}	41
Figure 3.5. Fonction sign (Commande de type relais)	43
Figure 3.6. Schéma fonctionnel du SMC appliqué au GADA	46
Figure 3.7. Schéma fonctionnel du contrôleur tolérant aux défauts proposés	48
Figure 3.8. Schéma MRAS proposé pour l'estimation de la résistance rotorique.....	50
Figure 3.9. Réponses de la GADA en absence de défaut basée sur la commande vectorielle....	51
Figure 3.10. Les performances de la commande vectorielle et la nouvelle approche FTC lorsque le défaut du rotor s'applique	53

CHAPITRE 04

Figure 4.1. Schéma fonctionnel de l'approche ILC appliquée dans le domaine temporel	57
Figure 4.2 Schéma fonctionnel global du système et de la stratégie de contrôle proposée	58

VI

Figure 4.3 Signaux de puissance active et reactive avec CV et contrôleur CV-ILC proposé en état défectueux	59
Figure 4.4 Signaux des courant rotorique directs et quadratiques avec CV et CV-ILC proposé dans des conditions défectueuses	60
Figure. 4.5 Comportement de puissance active et réactive utilisant le CV et CV-ILC avec variation paramétrique.....	62
Figure 4.6 Performances du SMC et du SMC-ILC en cas de défaut	66
Figure 4.7 Comportement de puissance active et réactive en utilisant les contrôleurs SMC et SMC-ILC avec une variation de 10 % de L_r	68
Figure 4.8 Comportement de puissance active et réactive en utilisant les contrôleurs SMC et SMC-ILC avec une variation de 20 % de L_r	70

Liste des Tableaux

Tableau 3.1 Résultats comparatifs entre le contrôle vectoriel et la FTC proposée	53
Tableau 4.1 Comparaison entre CV et CV-ILC du GADA	61
Tableau 4.2 résultats comparatifs entre CV et CV-ILC avec variation des paramètres	63
Tableau 4.3 Résultats comparatifs entre SMC et SMC-ILC lorsque le défaut se produit	66
Tableau 4.4 Résultats comparatifs entre SMC et SMC-ILC avec variation Lr	71

Notations et symboles

Glossaire

1. En Français

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
CV	: Commande Vectorielle
CVD	: Commande Vectorielle Directe.
CVID	: Commande Vectorielle Indirecte.
GADA	: Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.
MCC	: Machine à Courant Continu.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI	: Proportionnel Intégral.

2. En Anglais

AC	: Alternatif Current.
DC	: Direct Current.
DFIM	: Doubly Fed Induction Machine.
SMC	: Sliding Mode Control
PWM	: Pulse Width Modulation.
FTC	: Fault tolerant control (commande tolérante aux fautes)
AFTC	: Active fault tolerant control
PFTC	: Passive fault tolerant control
FDD	: Fault Detection and Diagnosis
FDI	: Fault Detection and Isolation
MRAS	: Model référence adaptive system
ILC	: Iterative learning control

Notations

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables :

R_s, R_r	: Résistances statorique et rotorique
L_s, L_r	: Inductances propre statorique et rotorique
M	: Inductance mutuelle
f_r	: Fréquence des grandeurs rotoriques
f_s	: Fréquence des grandeurs statoriques

IX

d, q quadrature	: Indices des composantes orthogonales directs et en quadrature
σ	: Coefficient de dispersion
T_r	: Constantes de temps rotorique et statorique
Φ_{sd}, Φ_{sq}	: Les flux statoriques direct et en quadrature
Φ_{rd}, Φ_{rq}	: Les flux rotoriques direct et en quadrature
I_s, I_r	: Les courants de phase statorique et rotorique
I_{sd}, I_{sq}	: Les courants statoriques directe et en quadrature
I_{rd}, I_{rq}	: Les courants rotoriques directe et en quadrature
V_s, V_r	: Tensions simples statorique et rotorique
V_{sd}, V_{sq}	: Les tensions statoriques directe et en quadrature
V_{rd}, V_{rq}	: Les tensions rotoriques directe et en quadrature
θ_s, θ_r	: Angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	: Pulsations statorique et rotorique
P	: Nombre de paires de poles
g	: Glissement
P_s	: Puissance active statorique
Q_s	: Puissance réactive statorique
C_{em}	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant
J	: Inertie de la machine

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Au cours des dix dernières années, de nombreux pays ont accru leur demande d'énergie éolienne pour stimuler leur économie, en adoptant plusieurs types de machines de conversion d'énergie [1]. Le générateur à induction à double alimentation (GADA) figure parmi les principaux de ces dispositifs. Au fil de la dernière décennie, le GADA est devenu de plus en plus attractif et populaire en raison de ses avantages par rapport aux autres générateurs, tels que de meilleures compétences de contrôle, un fonctionnement à vitesse entièrement variable, une maintenance réduite et une grande robustesse [2]. Malgré ces avantages, divers types de défauts peuvent affecter ce générateur, notamment les défauts de court-circuit, les défauts de capteur de vitesse, les défauts de dépassement de tension continue, les défauts du réseau et les défauts des actionneurs. Il est impératif de prendre en compte ces défauts afin d'assurer le bon fonctionnement du système. Pour surmonter ces défis, différentes techniques ont été rapportées et étudiées dans ce contexte. L'une d'entre elles est la commande tolérante aux défauts (FTC) [3].

Le contrôle tolérant aux défauts (FTC) constitue le meilleur choix pour éliminer les défauts précédents, car il permet à un système de continuer à fonctionner même en cas d'apparition de défauts. Par conséquent, l'application du FTC sur le GADA offre des avantages économiques significatifs à l'éolienne [3]. De nombreux chercheurs classent le contrôle tolérant aux défauts en deux parties [4], la première étant appelée contrôle actif tolérant aux défauts (AFTC), et la seconde étant appelée contrôle passif tolérant aux défauts (PFTC). L'AFTC a pour objectif d'assurer la stabilité et les performances en modifiant en ligne les paramètres ou la structure du contrôleur. Cette solution nécessite d'être reconfigurée sur la base des informations de bloc fournies pour la détection et l'isolation des défauts sur (FDI) [5]. D'autre part, l'approche passive utilise un contrôleur robuste qui peut maintenir de bonnes performances lorsque des défauts surviennent. Contrairement à l'approche active, cette méthode ne nécessite pas de blocs de détection et d'isolement des défauts. Le PFTC peut éviter le temps requis dans l'AFTC pour les diagnostics en ligne et la surveillance de la conception, ce qui est très nécessaire dans des situations pratiques [6]

Pendant les dernières décennies, d'importants efforts de recherche et de développement ont été déployés dans le domaine de la commande du GADA. La stratégie de commande la plus couramment utilisée pour ce système est la commande vectorielle (CV),

qui a été introduite par Hasse et Blaschke [7]. Généralement, les régulateurs proportionnels-intégrateurs (PI) traditionnels rencontrent des problèmes pour maintenir une traque précise de la référence lorsqu'un défaut est présent. Pour relever ces défis, différentes approches de commande robuste ont été élaborées tel que la commande par mode glissant, cette commande ont attiré l'attention de chercheurs [8]. Parce qu'elle a une capacité à résister aux variations paramétrique, à rejeter les perturbations externes, a simplicité de conception et de mise en œuvre. Les bases théoriques de cette méthode de contrôle ont été posées par Utkin [9]. En pratique, le principal inconvénient de la SMC est le phénomène de chattering, qui peut avoir des effets indésirables sur les actionneurs de commande.

Dans notre thèse, nous avons présenté des approches efficaces de la commande FTC pour diminuer l'effet de défaut qui détériore la performance de cette génératrice. Les techniques proposées sont basées sur la combinaison d'un contrôleur d'apprentissage itératif (ILC) avec un contrôle classique (commande vectorielle ou commande à mode glissant) sous les défauts statoriques et rotoriques. Ces approches sont favorables aux mises en œuvre de puissance industrielle en raison de leur efficacité et de leur robustesse dans des situations de processus critiques. La technique ILC présente un grand intérêt pour les chercheurs dans les systèmes soumis à des défauts périodiques, car cette stratégie peut modifier le signal d'entrée de manière répétée lorsque la tâche de surveillance est effectuée afin d'obtenir un rejet élevé des perturbations [10].

Cette thèse, structurée en quatre chapitres, suit cette organisation :

Le premier chapitre de ce mémoire débutera par une explication de la terminologie liée aux termes techniques couramment utilisés dans notre domaine de recherche. Ensuite, nous aborderons la classification des différents types de défauts, avant de se pencher sur les méthodes de diagnostic des défauts. Enfin, un examen approfondi de la FTC, incluant sa classification et ses objectifs, conclura ce chapitre.

Le deuxième chapitre se concentre sur la modélisation de la GADA, qu'elle soit sans défaut ou présentant des défauts. En une première étape, nous rappelons les composants essentiels de la machine, ainsi que les divers modèles d'état de la machine lorsqu'il n'y a pas de défauts. Ensuite, nous passons en revue les défauts les plus courants dans la machine, en exposant leurs résultats et leurs raisons. Par la suite, nous développons des modèles pour la machine à l'état défectueuse. Deux types de modèles de défauts sont développés : Le premier

prend en considération les défauts du rotor qui induisent des variations de la résistance rotorique, tandis que le deuxième prend en considération les défauts statoriques et rotoriques qui engendrent des harmoniques dans les puissances statoriques de la machine. En conclusion de ce chapitre, nous présentons diverses méthodes de diagnostic existantes appliquées à la machine.

Le troisième chapitre introduit une nouvelle méthode visant à aborder le problème de détection et de reconstruction des défauts. De plus, une stratégie de commande active tolérante aux défauts (AFTC) basée sur la projection sera présentée. Cette recherche vise à construire un algorithme capable de diagnostiquer la présence d'un défaut dans le système en boucle fermée et de basculer entre une approche de contrôle nominal (contrôle vectoriel) et un contrôle robuste (contrôle en mode glissant) conçu pour les conditions de défaut. Le contrôle vectoriel ne peut pas gérer l'effet de défaut, qui peut entraîner une dégradation progressive du système. Nous proposons donc un contrôle en mode glissant lorsque les défauts surviennent pour garantir un fonctionnement sans ondulation. De plus, le MRAS (model référence adaptive system) est utilisé pour analyser la dynamique du vecteur résiduel (erreur d'estimation). Cela servira d'indication pour savoir quelle loi de contrôle doit être utilisée pour un tel défaut. Cette approche offre un avantage significatif en ce qui concerne la compensation des effets des défauts. La performance de cette stratégie de commande sera représentée à travers des tests de robustesse effectués dans divers modes de fonctionnement, qu'ils soient sains ou défectueux.

Le quatrième chapitre de ce mémoire est dédié à la commande tolérante aux défauts active basée sur ILC. Nous présentons dans un premier temps une nouvelle approche qui applique le contrôleur ILC proposé en conjonction avec le contrôle vectoriel pour une GADA afin d'améliorer sa fiabilité et sa disponibilité en présence de défaut. Dans un deuxième temps, nous élaborons une combinaison du contrôle en mode glissant avec une nouvelle technique de contrôle d'apprentissage itératif pour la compensation harmonique de l'effet du défaut afin d'ajuster la puissance active et réactive aux références souhaitées. Les commandes classiques (CV et SMC) ne peuvent pas gérer les effets des défauts qui peuvent entraîner une dégradation progressive du système. En effet, en cas de perturbations importantes, le signal de commande d'entrée du contrôleur classique est progressivement ajusté par le compensateur d'harmoniques ILC afin de rejeter efficacement les harmoniques perturbatrices.

Chapitre 01

Etat de L'art de la Commande Tolérance aux Défauts

1.1. INTRODUCTION

Les approches modernes du contrôle automatique se concentrent sur l'amélioration de la fiabilité des systèmes et la sécurité opérationnelle [11]. Pour atteindre cet objectif, la commande tolérante aux défauts (FTC) a connu un développement progressif au cours des dernières décennies [12, 13]. Dans divers domaines tels que l'aérospatiale, les transports et l'armée, la commande tolérante aux défauts joue un rôle essentiel dans les applications des moteurs principaux. Le maintien d'un fonctionnement ininterrompu, même en cas de défaillance, peut considérablement améliorer la robustesse et la sécurité de l'ensemble du système. Cette commande garantit notamment la stabilité du système et un fonctionnement satisfaisant même en présence de défauts [14, 15, 16]. Bien qu'une approche de contrôle traditionnelle puisse assurer la stabilité et les performances attendues dans des scénarios normaux, son efficacité est considérablement limitée, risquant de provoquer le chaos ou même l'instabilité du système lorsqu'un défaut se produit. Pour atténuer ces problèmes, des règles de contrôle spécialisées ont été conçues pour prendre en compte l'impact de la défaillance, dans le but explicite de préserver la qualité opérationnelle souhaitée [17].

Ce chapitre constitue une introduction à la commande tolérante aux défauts (FTC). Il commence par définir les termes clés couramment utilisés dans les systèmes tolérants aux défauts, largement acceptés par les chercheurs dans ce domaine. Ensuite, le chapitre présente une analyse de divers défauts, leur classification et leur modélisation. De plus, les différentes stratégies employées dans la conception des systèmes tolérants aux défauts sont exposées en détail [18].

1.2. NOTIONS DE BASE

Cette thèse fournit des définitions de termes techniques couramment utilisés lors de l'étude des systèmes de contrôle tolérants aux défauts.

1.2.1. Défaillance

Interruption permanente de la capacité du système à exécuter ses fonctions requises dans des conditions de fonctionnement spécifiées [19].

1.2.2. Défaut

L'écart inacceptable qui peut se produire entre la réponse nominale et la réponse réelle du système [16].

1.2.3. Panne

Une panne se réfère à un problème matériel ou logiciel qui survient dans un système ou l'une de ses composantes. [16].

1.2.4. Perturbations

Les perturbations représentent des signaux d'entrée non désirés et incontrôlables, bien qu'ils soient considérés comme acceptables [20].

1.2.5. Résidus

Le résidu, qui signale l'existence d'un défaut, est l'écart entre la performance réelle du système et la performance optimale indiquée par un modèle de référence. [16].

1.3. Les Différents Types de Défauts :

Les défauts peuvent être classés en différentes catégories :

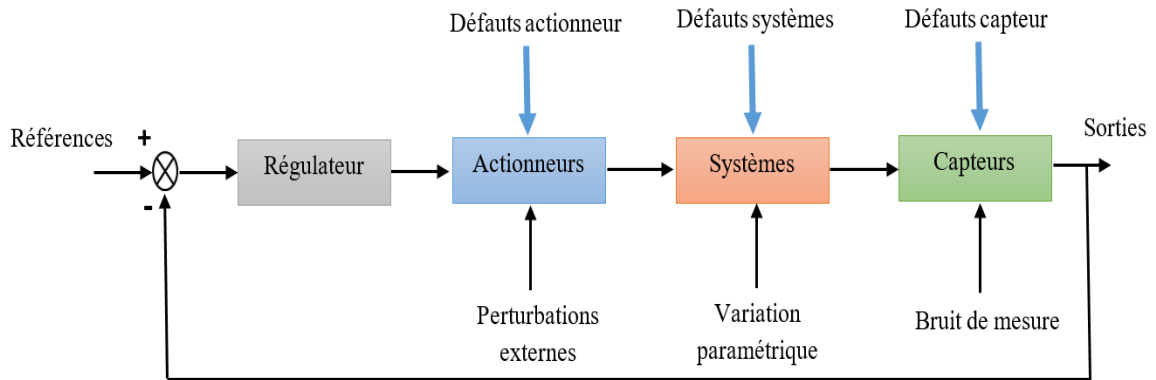


Figure 1.1 Différents types de défaut dans le système de commande.

1.3.1. Classification selon le lieu d'apparition

En fonction de l'emplacement physique de leur apparition, les défauts peuvent généralement être classés en trois catégories : défaut de composant, défaut d'actionneur et défaut de capteur.

- **Défaut de composant**

Ce sont des défauts qui apparaissent dans les composants du processus. Le défaut de composant, également appelé défaut dynamique ou défaut de système, modifie les paramètres physiques du processus, ce qui, à son tour, entraîne des changements dans la dynamique du système. Ces défauts sont généralement causés par l'usure, le vieillissement des composants,

etc. Les défauts des composants peuvent entraîner une instabilité du système, il est donc extrêmement important de détecter ces défauts [21].

- **Défaut de l'actionneur**

Les défauts d'actionneur affectent la partie opérative du système de commande et perturbent la conversion des signaux de commande en signaux d'actionnement correspondants. La défaillance de l'actionneur représente un écart entre la commande d'entrée de l'actionneur et la sortie réelle, ce qui peut entraîner une défaillance totale ou partielle de l'actionneur. Ce défaut peut entraîner une consommation d'énergie plus élevée jusqu'à une perte totale de contrôle [22].

- **Défaut capteur**

Les défauts de capteur représentent les écarts entre la valeur mesurée et la valeur réelle de la grandeur de sortie d'une installation. Dans les systèmes en boucle fermée, les mesures obtenues par les capteurs sont utilisées pour générer les entrées de commande. Ainsi, tout défaut sur les capteurs peut provoquer des points de fonctionnement éloignés de ceux nominaux, puis entraîner une dégradation des performances du système. Il est donc très important de détecter ces défauts [21]

1.3.2. Classification selon leur comportement

Selon les profils temporels des défauts, ils peuvent être classés en défauts brusques, naissants et intermittents [23], comme le montre la Figure 2.4, t_f est le temps d'apparition du défaut.

- **Défaut brusque**

Un défaut brusque est un défaut qui se produit presque instantanément, comme un changement progressif, comme décrit-en (1.1). Ils ont des effets plus graves et peuvent endommager l'équipement. Heureusement, les défauts brusques sont plus faciles à détecter

$$f(t-t_f) = \begin{cases} \delta, & t \geq t_f \\ 0, & t < t_f \end{cases} \quad (1.1)$$

- **Défaut graduel**

Un défaut graduel est un défaut qui se développe lentement, son ampleur se développe sur une période de temps. Il est souvent modélisé comme un changement

variant dans le temps des paramètres d'un système. Les défauts graduels peuvent également dégrader les performances de l'équipement, ce comportement à évolution lente le rend difficile à détecter.

$$f(t-t_f) = \begin{cases} \delta(1-e^{-\alpha t}), & t \geq t_f \\ 0, & t < t_f \end{cases} \quad (1.2)$$

- **Défaut intermittent**

Un défaut intermittent est un défaut qui apparaît à certains intervalles de temps ou conditions de fonctionnement, pas tout le temps, comme illustré à la Figure 1.2(c)

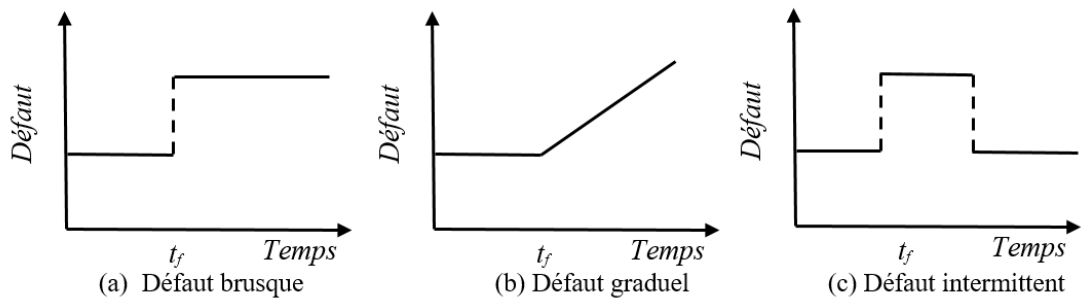


Figure 1.2. Différent type de défaut selon leur comportement

1.3.3. Classification selon leur modélisation

Du point de vue de la manière dont les défauts sont ajoutés au système. On peut distinguer les défauts en défauts additifs et en défauts multiplicatifs. [22].

- **Défaut additif**

Un défaut additif est modélisé par un terme additif qui peut influencer l'entrée ou la sortie du système. Les défauts additifs sont souvent traités par le contrôle FTC. Pour un système linéaire invariant dans le temps (1.3), sa représentation d'état avec un défaut additif est donnée par (1.4) :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t) \\ y(t) = C.x(t) \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t) + L.f_i(t) \\ y(t) = C.x(t) + M.f_m(t) \end{cases} \quad (1.4)$$

Avec : $x(t)$, $u(t)$, $y(t)$ représenté l'état, l'entrée et la sortie du système respectivement. Les matrices A , B et C sont la matrice de système, la matrice d'entrée et la matrice de sortie. $f_i(t)$ and $f_m(t)$ sont des défauts additifs. L et M sont des matrices d'entrée de défaut.

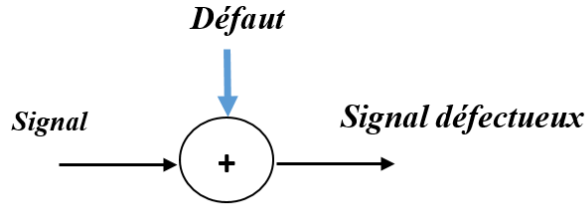


Figure 1.3. Défaut Additif

- **Défauts multiplicatifs**

Le défaut multiplicatif est modélisé comme des changements dans les matrices de paramètres A , B ou C , le comportement du système devient :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + (B + \Delta B)u(t) \\ y(t) = (C + \Delta C)x(t) \end{cases} \quad (1.5)$$

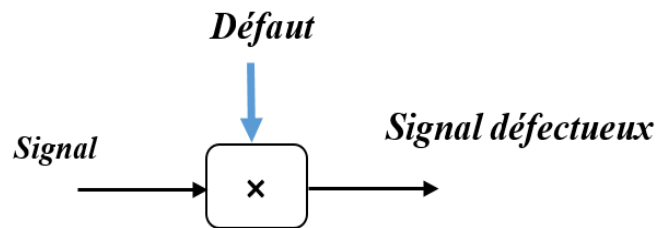


Figure 1.4. Défaut multiplicatif

1.4. Commande Tolérante aux Défauts

Dans la majorité des systèmes d'ingénierie pratiques, les défauts affectant les composants, les actionneurs et les capteurs sont des événements inévitables susceptibles de se produire à tout moment. Lorsque ces défauts surviennent, le système de contrôle peut subir une détérioration des performances, voire une instabilité. Par conséquent, il est crucial d'examiner la détection et le diagnostic des défauts. Ainsi, il est très important d'étudier la Commande Tolérante aux Défauts et ses problèmes associés [18].

Un système tolérant aux défauts démontre la capacité de maintenir ses objectifs nominaux et garantit la stabilité du système ainsi que des performances acceptables, même

CHAPITRE 01 : Etat de L'art de la Commande Tolérance aux Défaits

en présence d'un défaut [24, 25]. Bien qu'un schéma de contrôle conventionnel puisse assurer la stabilité et les performances souhaitées du système dans des conditions normales, il est fortement contraint et peut entraîner un comportement incontrôlé, voire une instabilité, lorsqu'un défaut se produit. Pour remédier à ces limitations, des lois de contrôle spécifiques ont été développées, prenant en compte l'impact du défaut, afin d'assurer explicitement le maintien des performances souhaitées.

Dans les applications industrielles complexes, la commande tolérante aux défauts est souvent abordée à travers la redondance matérielle. Cependant, cette approche est non seulement coûteuse, mais nécessite également une maintenance importante. Le contrôle tolérant aux défauts, soutenu par des méthodologies analytiques, contourne la nécessité d'un investissement financier élevé et d'une maintenance fréquente. L'objectif principal d'un système de commande tolérant aux défauts est de synthétiser des lois de contrôle dotées d'une structure appropriée assurant la stabilité du système et préservant des performances de contrôle proches du niveau souhaité. Cela est vrai non seulement lorsque tous les composants de contrôle fonctionnent correctement, mais également en présence de défauts au niveau du capteur, de l'actionneur ou du système [24, 46, 47].

1.5. Classification des méthodes de la commande tolérante aux défauts

En général, les chercheurs classent les systèmes de contrôle tolérant aux défauts (FTC) en deux principales catégories: Les systèmes FTC actives (AFTC) et les systèmes FTC passifs (PFTC), comme le montre la figure 1.5. Ces deux techniques utilisent des méthodologies de conception distinctes pour atteindre le même objectif de contrôle [28]

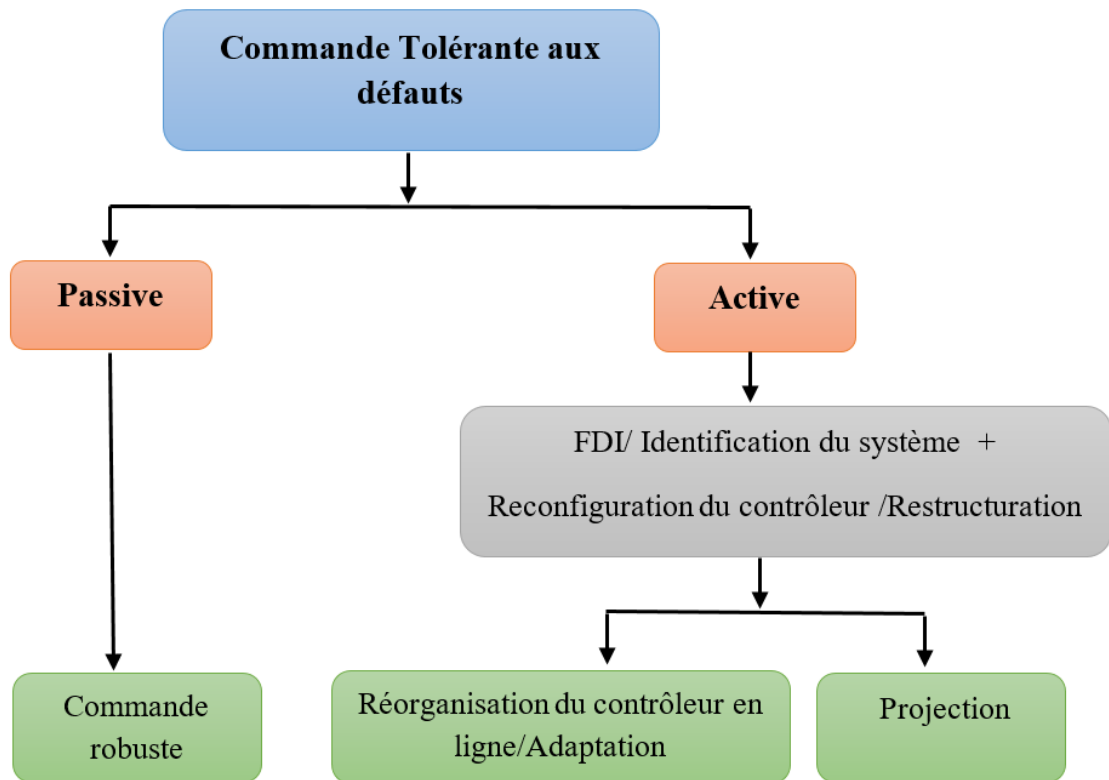


Figure.1.5 classification des commandes tolérantes aux défauts [29]

1.5.1. Approche passive

Dans le FTC passif, le même contrôleur est utilisé tout au long de la condition normale ainsi que de la condition de défaut. Étant donné qu'un seul contrôleur fixe est utilisé dans l'ensemble du processus de contrôle, le FTC passif est facile à mettre en œuvre. Cependant, il ne peut tolérer qu'un nombre limité de défauts, qui sont supposés connus avant la conception du contrôleur. De plus, à mesure que le nombre et le niveau de défaut augmentent, cette approche devient très conservatrice et les performances réalisables peuvent devenir insatisfaisantes. La plupart des algorithmes FTC passifs sont basés sur des techniques de contrôle robustes en traitant les défauts comme des incertitudes ou des perturbations du modèle [30].

L'application de cette stratégie conduit aux constatations et observations suivantes

- La conception du système de contrôle intègre les défauts, ce qui garantit sa robustesse face à des problèmes prédéfinis. Cependant, sa capacité à tolérer les défauts reste limitée.

- La capacité à résister aux défauts peut potentiellement diminuer les performances optimales du système. Étant donné que les défauts sont peu fréquents, il n'est pas logique de réduire les performances standards du système en cas de présence d'un ensemble minimal de défauts.
- Dans un contexte pratique, s'appuyer uniquement sur un contrôle robuste peut ne pas être suffisant sans mettre en œuvre un module de diagnostic et avoir une connaissance préalable des caractéristiques du défaut (comme sa gravité, son emplacement, etc.). Dans de tels cas, le système passif peut présenter une capacité limitée de tolérance au défaut [31].

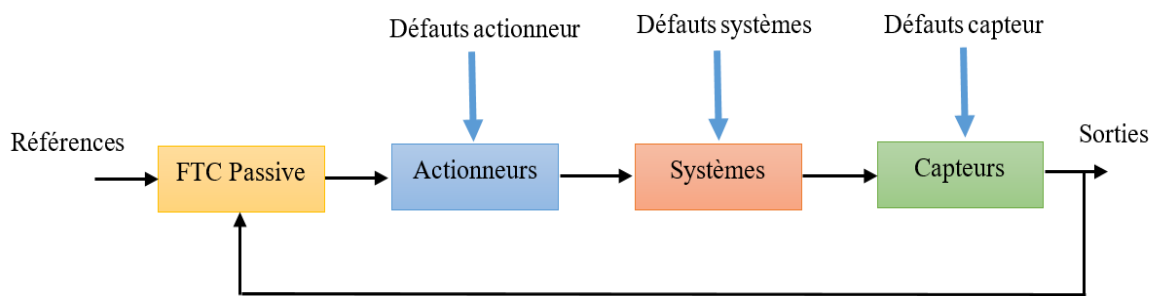


Figure.1.6. Principe de fonctionnement d'une FTC passive."

1.5.2. Approche Active

L'autre approche est connue sous le nom de FTC active, le nom indique qu'il réagit activement au défaut du système et permet l'accommodation des défauts en ligne. Un système FTC actif peut compenser les effets de défaut soit en sélectionnant en ligne une loi de commande pré-calculée, soit en synthétisant en ligne une nouvelle loi de commande. La structure générale d'un système FTC active est illustrée à la Figure 1.7 [32], qui comporte trois sous-systèmes : un contrôleur reconfigurable, un mécanisme FDD et un mécanisme de reconfiguration de contrôle. Un aperçu des méthodes FTC actives existantes avec une classification détaillée des différentes approches a été fourni dans une revue récente [32]. Parmi toutes ces méthodes, le contrôle adaptatif est l'un des favoris et avec de larges applications récemment. Le principe est similaire à l'observateur adaptatif en considérant le défaut comme des variations inconnues des paramètres de la plante. Il conçoit également une loi adaptative de paramètres appropriée pour estimer ces variations de paramètres afin de maintenir des performances cohérentes du système en présence de défauts. En comparaison avec d'autres méthodes, elle ne s'appuie pas fortement sur la décision FDD et aucune

CHAPITRE 01 : Etat de L'art de la Commande Tolérance aux Défauts

connaissance quantitative du défaut n'est requise pour reconstruire le contrôleur. Des méthodes telles que les contrôleurs adaptatifs de paramètres directs et indirects peuvent garantir des performances acceptables du système en boucle fermée en présence d'un large éventail de défauts inconnus [33]

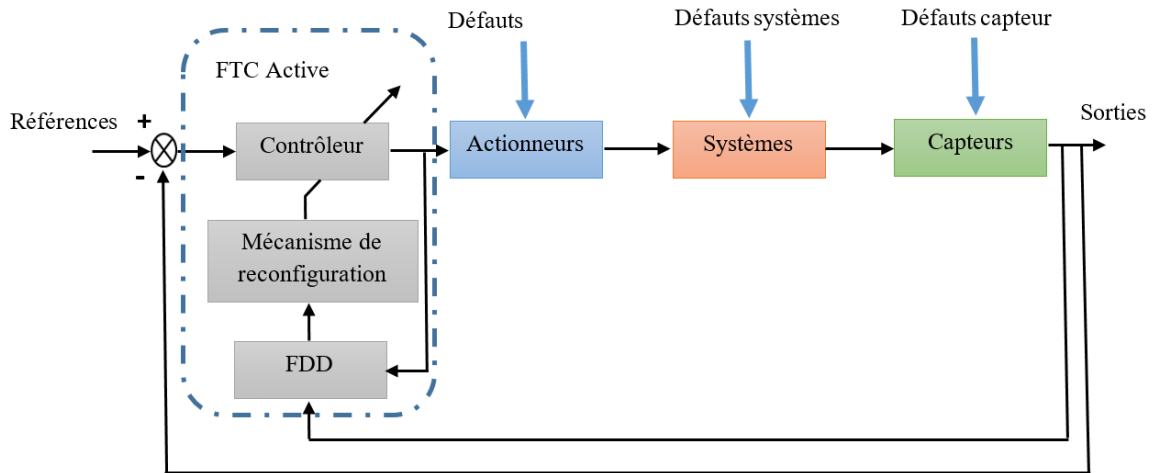


Figure.1.7.Schéma de principe d'une loi de commande FTC Active

Le bloc FDD facilite la prise en compte de divers types de défaut du système, en garantissant la fiabilité de ses informations pour une activation rapide du mécanisme de reconfiguration. Grâce aux données en ligne générées par le module FDD, le système reconfigurable se synthétise de manière autonome pour maintenir la stabilité, la dynamique et les performances initiales. En outre, un contrôleur reconfigurable de type feedforward est synthétisé pour permettre au système en boucle fermée de suivre la référence spécifiée même en présence de défauts. Si les performances du système se détériorent, le contrôleur de référence ajuste automatiquement l'entrée de contrôle ou informe les opérateurs humains des défauts détectés [28].

En général, les méthodes actives peuvent être classées en deux sous-classes principales : les méthodes basées sur la projection et les méthodes axées sur le développement de nouvelles lois de contrôle en ligne [34]

Dans les approches de contrôle basées sur la projection ou le mode dégradé, les contrôleurs sont élaborés à l'avance pour tenir compte de tous les défauts ou défaillances potentiels qui ont la possibilité de se produire dans le système. La commande projetée n'est activée que lorsque la défaillance correspondante est détectée. Cela implique de choisir la loi

de commande appropriée parmi un groupe de correcteurs préalablement calculés de manière hors ligne [28].

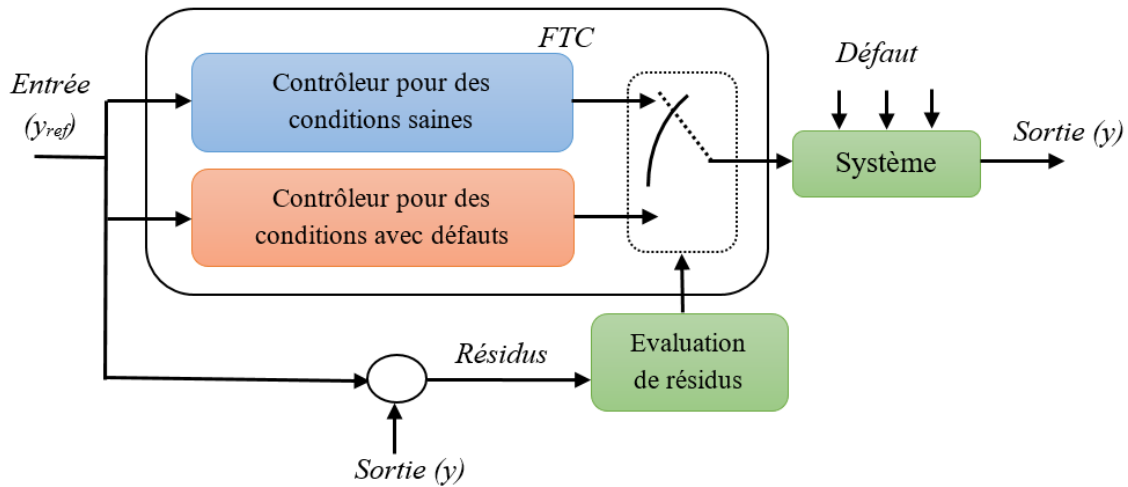


Figure.1.8. Schéma de principe d'une AFTC à base de projection.

Dans [35-36], les auteurs présentent une méthode de contrôle tolérant aux défauts (FTC) basée sur la projection qui utilise un bloc de commutation pour faire la transition entre deux méthodes de contrôle: le contrôle vectoriel pendant le fonctionnement normal et le contrôle par mode glissant (SMC) pendant la défaillance du système. La figure 1.8 illustre le principe de la FTC en mode dégradé proposée dans les références [35], [36], [37] et [38]. Cette configuration optimise l'utilisation de chaque technique pour atteindre les objectifs de contrôle dans toutes les situations envisagées.

1.5.3. Comparaison entre AFTC et PFTC

Les principaux bénéfices potentiels de la FTCA par rapport à la FTCP sont illustrés par [39] :

- La capacité d'aborder les défauts inconnus par la détection et le diagnostic explicites des défauts.
- La capacité d'atteindre une performance maximale.
- La possibilité à gérer une quantité croissante de défauts.
- La possibilité de gérer un large éventail de défauts.

1.6. Conclusion

Ce chapitre fournit un résumé concis des progrès actuels, des concepts fondamentaux et des définitions liés aux systèmes FDD et FTC. Tout d'abord, nous avons exposé les diverses catégories de défaillances pouvant se manifester dans le système. De plus, nous avons détaillé les deux approches de la commande tolérante aux défauts (FTC) : l'approche

CHAPITRE 01 : Etat de L'art de la Commande Tolérance aux Défaits

active et l'approche passive. La stratégie passive peut être limitée au traitement de certains types de défauts, mais elle pourrait être l'option la plus appropriée dans les situations où l'identification du défaut s'avère difficile. La méthode active est généralement plus puissante que la méthode passive, car elle peut neutraliser les effets d'un large éventail de défauts.

L'objectif de cette thèse est d'utiliser les techniques FDD et FTC dans les systèmes d'entraînement électriques, en particulier dans les GADA. Par conséquent, il est crucial de modéliser mathématiquement ces systèmes à la fois dans leurs conditions normales de fonctionnement et lorsqu'il y a des défauts. Le chapitre suivant approfondira ce sujet en détail.

Chapitre 02 :

Modèle de la MADA à l'état
sain et défectueux

2.1.INTRODUCTION

Au cours de la dernière décennie, le générateur à induction à double alimentation (GADA) est devenu de plus en plus attractif et populaire en raison de ses avantages par rapport aux autres générateurs, tels que de meilleures compétences de contrôle, un fonctionnement à vitesse entièrement variable, une maintenance réduite, une robustesse et des coûts d'onduleur réduits [40-41]. Malgré ces avantages, de nombreux types de défauts affectent ce type de générateur. Ces défauts peuvent provoquer des dommages substantiels, que ce soit au niveau matériel ou corporel, tels que les défauts de court-circuit, les défauts de capteur de vitesse, les défauts de dépassement de tension continue, les défauts de réseau et les défauts d'actionneurs [42]. Ces défauts doivent être remédiés pour garantir les performances optimales du système. Ainsi, l'intégration de systèmes de diagnostic et de contrôle tolérants aux défauts est nécessaire pour garantir le fonctionnement efficace de la machine et la sécurité des personnes. Par conséquent, il est nécessaire de construire un modèle détaillé de la machine qui prend en compte ses défauts afin d'évaluer l'impact de ces défauts sur les performances de la machine. À partir de ce modèle, les étapes suivantes consisteraient à développer des systèmes de diagnostic et/ou d'observation et à établir des stratégies de contrôle résistantes aux défauts [43].

Dans ce chapitre, nous présentons une vue d'ensemble des composants de la machine asynchrone à double alimentation. Ensuite, nous discutons des défauts les plus courants qui peuvent avoir un impact sur la machine. Nous présentons ensuite les modèles de machines utilisés dans notre étude, à la fois sans défauts et avec défauts pour la commande tolérante aux défauts et/ou les objectifs de diagnostic ou d'observation. Enfin, nous présentons les méthodes de diagnostic trouvées dans la littérature pertinente pour cette machine

2.2. Modèle de la GADA A L'ETAT SAIN :

La machine asynchrone à double alimentation est un système complexe présentant des propriétés non linéaires. Pour obtenir un contrôle de haute qualité de ses différents modes de fonctionnement, il est essentiel de disposer d'un modèle mathématique détaillé décrivant avec précision son comportement dans le monde réel.

2.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour formuler les équations de notre machine, nous basons son modèle sur les hypothèses simplificatrices standard suivantes [44-45] :

- l'épaisseur de l'entrefer est constante.
- La structure de la machine est parfaitement symétrique.
- l'effet des encoches et l'effet de peau sont négligeables.
- Les forces magnétomotrices générées par le stator ou le rotor sont réparties de manière sinusoïdale.
- On ne tient pas compte des pertes par hystérésis et des courants de Foucault.
- Il n'y a pas de saturation du circuit magnétique.
- les coefficients d'inductances propres et Les résistances sont constants.

2.2.2. Modèle de la GADA à l'état sain dans le repère triphasé

L'illustration schématique d'une machine asynchrone triphasée à double alimentation est fournie par la figure 2.1.[45-46].

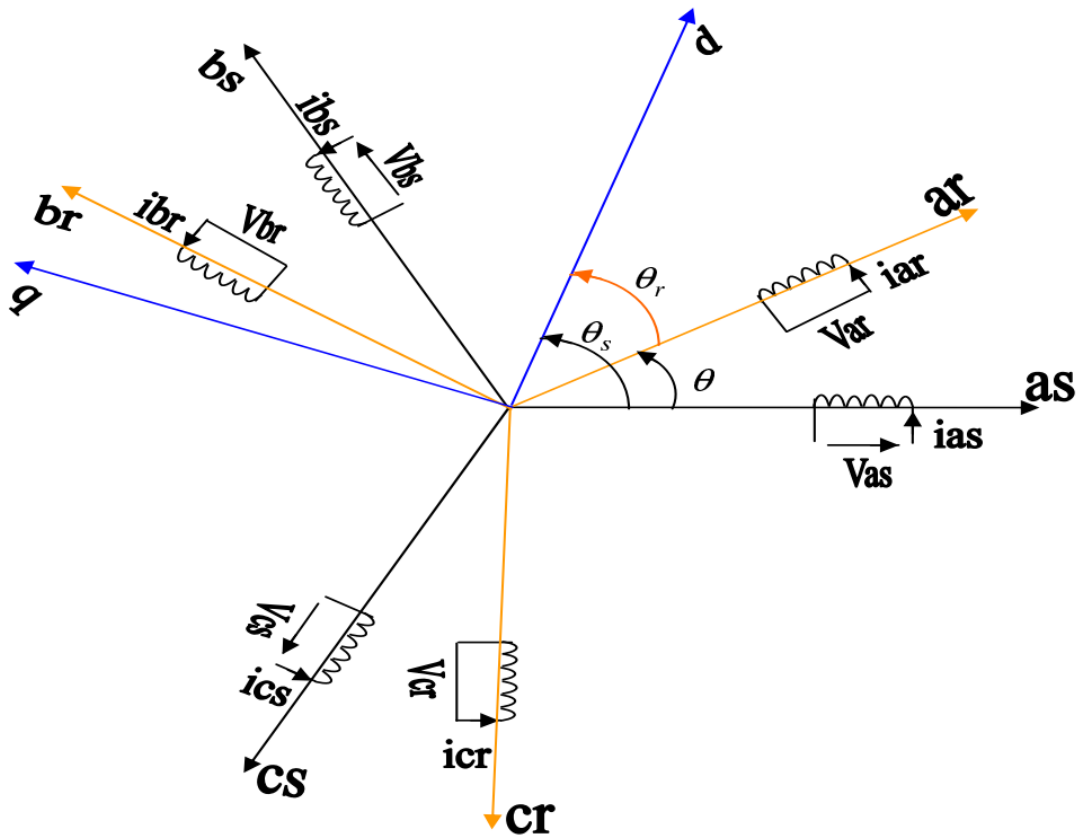


Figure 2.1. Représentation de la GADA dans le repère triphasé

2.2.2.1. Equations Electriques

Les équations électriques sous forme matricielle s'écrivent [46]:

$$\begin{bmatrix} V_{a(s/r)} \\ V_{b(s/r)} \\ V_{c(s/r)} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{a(s/r)} \\ \phi_{b(s/r)} \\ \phi_{c(s/r)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{(s/r)} & 0 & 0 \\ 0 & R_{(s/r)} & 0 \\ 0 & 0 & R_{(s/r)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a(s/r)} \\ I_{b(s/r)} \\ I_{c(s/r)} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

avec : $V_{(s/r)}$: la tension (statoriques/rotorique) , $\phi_{(s/r)}$:le flux (statoriques/rotorique),

$R_{(s/r)}$: la résistance (statoriques/rotorique), $I_{(s/r)}$ le courant (statoriques/rotorique).

2.2.2.2. Equations magnétiques

Tout flux implique une interaction avec les courants de toutes les phases, donc Les équations du flux magnétique qui contrôlent la GADA sont :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \\ \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec :

$L_{(s/r)}$: l'inductance (statoriques/rotorique), M l'inductance mutuelle,

Les valeurs des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques sont :

$$M_1 = M_{\max} \cos(\theta), \quad M_2 = M_{\max} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}), \quad M_3 = M_{\max} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

avec : M_{\max} : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

2.2.3. Transformation de PARK

La transformation de Park est une technique mathématique qui simplifier les équations des équipements électriques triphasés. Elle convertit la référence (a, b, c) – un système triphasé alternatif – en référence (d, q), ce qui donne un système d'équations à coefficients constants [46].

La matrice de transformation de Park $P(\theta)$ est définie ci-dessous.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$[P(\theta)]$: assure la préservation des puissances lors du passage du système triphasé au système biphasé.

θ : L'angle entre le repère du système triphasé à transformer et le repère de Park.

2.2.3.1. Application de la transformation de Park à la GADA

L'équation suivante décrit la transformation de Park d'un système triphasé en un système biphasé et vice-versa [45-47].

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [x_{abc}] \Rightarrow [x_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [x_{dq0}]$$

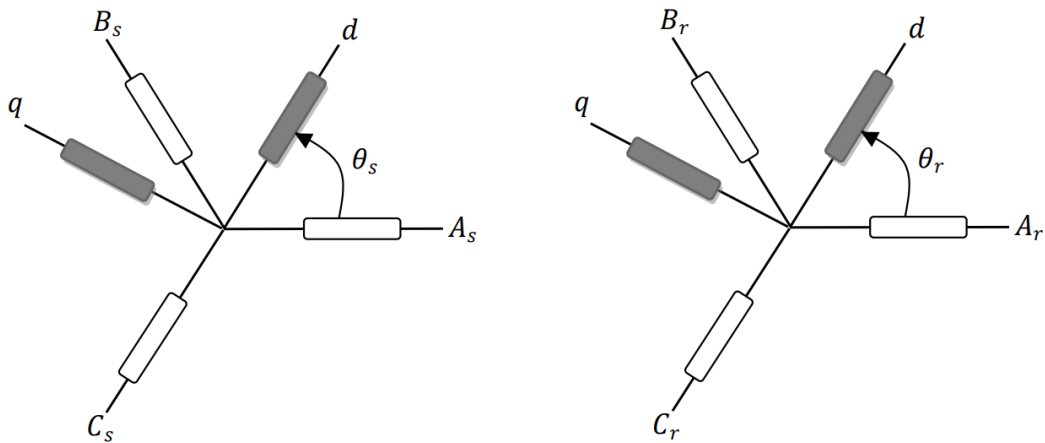


Figure 2.2. Modéification des variables statoriques et rotoriques.

On applique la transformation de Park aux équations statoriques et rotoriques est donné les équations comme suit :

$$[V_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{sabc}] \Rightarrow [V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{sdq0}]$$

$$[I_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [I_{sabc}] \Rightarrow [I_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [I_{sdq0}]$$

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sabc}] \Rightarrow [\varphi_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdq0}]$$

$$[V_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [V_{rabc}] \Rightarrow [V_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{rdq0}]$$

$$[I_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [I_{rabc}] \Rightarrow [I_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [I_{rdq0}]$$

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)] \cdot [\varphi_{rabc}] \Rightarrow [\varphi_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdq0}]$$

2.2.3.2. Equations électriques et magnétiques suivant l'axe (d,q)

Lorsqu'il est aligné sur une référence liée au champ tournant, le système d'équations se transforme comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.4)$$

Les formules des flux sont définies comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.5)$$

En régime permanent, cette représentation finale fait correspondre des valeurs continues à des quantités sinusoïdales. La conception de la commande vectorielle par orientation du flux nécessite cette sélection, et les modèles d'action sont déterminés par la position du cadre de référence par rapport aux différents axes de flux.

En remplace (2.5) dans (2.4) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} - w_s L_s I_{qs} - w_s M I_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} - w_s L_s I_{ds} + w_s M I_{dr} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} - w_r L_r I_{qr} - w_r M I_{qs} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} + w_r L_r I_{dr} + w_r M I_{ds} \end{cases} \quad (2.6)$$

Généralement, le contrôle vectoriel utilise le référentiel associé au champ tournant car il rend les quantités continues.

En outre, les équations décrivant le mouvement mécanique se présentent comme suit :

$$C_{em} = P.M.(I_{sq}.I_{rd} - I_{sd}.I_{rq}) \quad (2.7)$$

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (2.8)$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique, C_r : le couple résistant (la charge mécanique).

f : coefficient de frottement et j : moment d'inertie de l'arbre de rotor.

2.2.4. Modèle D'état de la GADA

Pour la machine à induction à double alimentation, les tensions du stator et du rotor sont les variables de contrôle. Lorsque nous traitons les courants du stator et du rotor comme vecteurs d'état, l'équation d'état du modèle GADA peut être représentée comme suit [46]

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + BU \\ y = C.x \end{cases} \quad (2.13)$$

Ou

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

L'expression ci-dessous représente le champ de vecteur $f(x)$

$$\begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_0 \cdot x_1 + b_1 \cdot w_s \cdot x_2 - a_1 \cdot x_2 + a_2 \cdot R_r \cdot x_3 - a_3 \cdot w_r \cdot x_4 + a_3 \cdot w_s \cdot x_4 \\ -a_0 \cdot x_2 + b_1 \cdot w_s \cdot x_1 + a_1 \cdot w_r \cdot x_1 + a_3 \cdot w_r \cdot x_3 + a_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_3 \cdot w_s \cdot x_3 \\ a_5 \cdot x_1 - a_6 \cdot w_s \cdot x_2 + a_6 \cdot w_r \cdot x_2 - b_2 R_r x_3 + b_1 \cdot w_r \cdot x_4 - a_4 \cdot w_s \cdot x_4 \\ a_6 \cdot w_s \cdot x_1 - a_6 \cdot w_r \cdot x_1 + a_5 \cdot x_2 + a_4 \cdot w_s \cdot x_3 - b_1 \cdot w_r \cdot x_3 - b_2 \cdot R_r \cdot x_4 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, a_1 = \frac{M^2 w_r}{L_r L_s \sigma}, a_2 = \frac{M}{L_r L_s \sigma}, a_3 = \frac{M}{L_s \sigma}, \\ a_5 = \frac{M \cdot R_s}{L_r L_s \sigma}, a_4 = \frac{M^2}{L_r L_s \sigma}, a_6 = \frac{M}{L_r \sigma}, a_7 = \frac{M}{L_r L_s \sigma} \\ b_0 = \frac{1}{\sigma L_s}, b_1 = \frac{1}{\sigma}, b_2 = \frac{1}{\sigma L_r}, \sigma = \frac{1-M^2}{L_s L_r} \end{cases}$$

On trouve le modèle de GADA à l'état sain en fonction générateur comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_0 \cdot x_1 + b_1 \cdot w_s \cdot x_2 - a_1 \cdot x_2 + a_2 \cdot R_r \cdot x_3 - a_3 \cdot w_r \cdot x_4 + a_3 \cdot w_s \cdot x_4 + b_0 \cdot V_{ds} - a_2 \cdot V_{dr} \\ \dot{x}_2 = -a_0 \cdot x_2 + b_1 \cdot w_s \cdot x_1 + a_1 \cdot w_r \cdot x_1 + a_3 \cdot w_r \cdot x_3 + a_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_3 \cdot w_s \cdot x_3 + b_0 \cdot V_{qs} - a_2 \cdot V_{qr} \\ \dot{x}_3 = a_5 \cdot x_1 - a_6 \cdot w_s \cdot x_2 + a_6 \cdot w_r \cdot x_2 - b_2 R_r x_3 + b_1 \cdot w_r \cdot x_4 - a_4 \cdot w_s \cdot x_4 - a_7 V_{ds} + b_2 V_{dr} \\ \dot{x}_4 = a_6 \cdot w_s \cdot x_1 - a_6 \cdot w_r \cdot x_1 + a_5 \cdot x_2 + a_4 \cdot w_s \cdot x_3 - b_1 \cdot w_r \cdot x_3 - b_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_7 \cdot V_{qs} + b_2 \cdot V_{qr} \end{cases} \quad (2.15)$$

Le modèle d'état de la GADA sera comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_0 & b_1 w_s - a_1 & a_2 R_r & -a_3 w_r w_s \\ w_s b_1 + a_1 w_r & -a_0 & a_3 (w_r - w_s) & a_2 R_r \\ a_5 & a_6 (w_s - w_r) & -b_2 R_r & -a_4 b_1 (w_r - w_s) \\ a_6 (w_s - w_r) & a_5 & -a_4 b_1 (w_s - w_r) & -b_2 R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 & 0 & -a_2 & 0 \\ 0 & b_0 & 0 & -a_2 \\ -a_7 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & b_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Les puissances statoriques actives et réactives sont données par les équations suivantes :

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) \quad (2.17)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs}) \quad (2.18)$$

2.3. Les différents types de défaut dans la GADA

Comme d'autres processus physiques, la machine asynchrone à double alimentation peut connaître divers défauts au cours de son fonctionnement. Ces problèmes peuvent être de nature mécanique ou électrique [44].

Plusieurs raisons expliquent les défauts, parmi lesquelles nous pouvons mentionner:

Électriques : dégradations d'isolement, décharges partielles.

Mécaniques : vibrations de la machine, mauvaise fabrication, fluctuations de la charge, forces centrifuges, forces électromagnétiques déséquilibrées.

Thermiques : manque de refroidissement général ou localisé, pertes dans le cuivre.

Environnementales : poussière, humidité, etc.

Dans ce mémoire, nous nous concentrons sur les défauts les plus courantes des machines asynchrones à double alimentation. Les problèmes électriques englobent les courts-circuits dans les enroulements du stator et les ruptures partielles ou totales des barres ou des anneaux du rotor. Du côté mécanique, ces défauts consistent des problèmes de roulements et d'excentricité. Ils affectent le moteur en provoquant un déséquilibre entre les courants et les tensions du stator, en augmentant les fluctuations du couple, en réduisant le couple moyen et en augmentant les pertes qui, en fin de compte, diminuent l'efficacité énergétique. Plusieurs informations sur les différents types des défauts donnent dans ces références [65], [66].

2.4. Modèle de la GADA en présence de défaut :

Dans cette mémoire, nous examinons deux types de défauts. Le premier type concerne les défauts du stator ou rotor (de nature électrique ou mécanique) qui entraînent des harmoniques d'ordre supérieur dans les courants du stator. Le second type prend en compte les défauts du rotor, en particulier les ruptures de barres ou d'anneaux, qui entraînent des variations dans la résistance du rotor.

2.4.1. Différent Harmoniques liées aux défauts

2.4.1.1. Harmoniques associées aux défauts de roulements

La position de la fréquence due au défaut du roulement dans le spectre vibratoire peut être définie par la formulation ci-dessous [18]

$$f_0 = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\beta)\right) \quad (2.19)$$

Où :

N_b est le nombre de billes, f_r est la fréquence mécanique du rotor, D_b et D_c sont : le diamètres de la bille (élément roulant) et le diamètre primitif respectivement et β est l'angle de contact entre la balle et le chemin du roulement,

L'équation (2.19) se manifeste lorsque la bille traverse la zone défectueuse, générant des impulsions dont les amplitudes varient selon la sévérité du défaut.

En général, β est considéré comme nul. Dans cette situation, l'équation (2.19) est simplifiée. Étant donné que le défaut entraîne une modification de l'excentricité de l'entrefer, sa fréquence typique peut être déterminée à partir de l'expression ci-après :

$$f_R = f_s \pm m f_0 \quad (2.20)$$

Avec :

m est un index = { 1, 2, 3 } représente le numéro de l'harmonique provoqué par le défaut de roulement

2.4.1.2. Harmoniques associées aux défauts statoriques :

L'asymétrie magnétique du stator engendre une composante de courant à séquence négative qui interagit avec les courants du rotor, générant un couple pulsé à une fréquence double de l'alimentation. Ceci induit un courant supplémentaire dans l'enroulement du stator. Cette composante harmonique additionnelle est exploitée pour le diagnostic du défaut au niveau du stator [18-28]. Le court-circuit entre spires (CCES) constitue l'un des défauts électriques majeurs présents dans divers moteurs, compromettant la fiabilité de différentes utilisations dans le secteur industriel. La figure 2.13 (a) illustre un court-circuit entre spires (CCES) survenant dans un enroulement statorique "B" défectueux, comme présenté dans la figure 2.13 (b) [86].

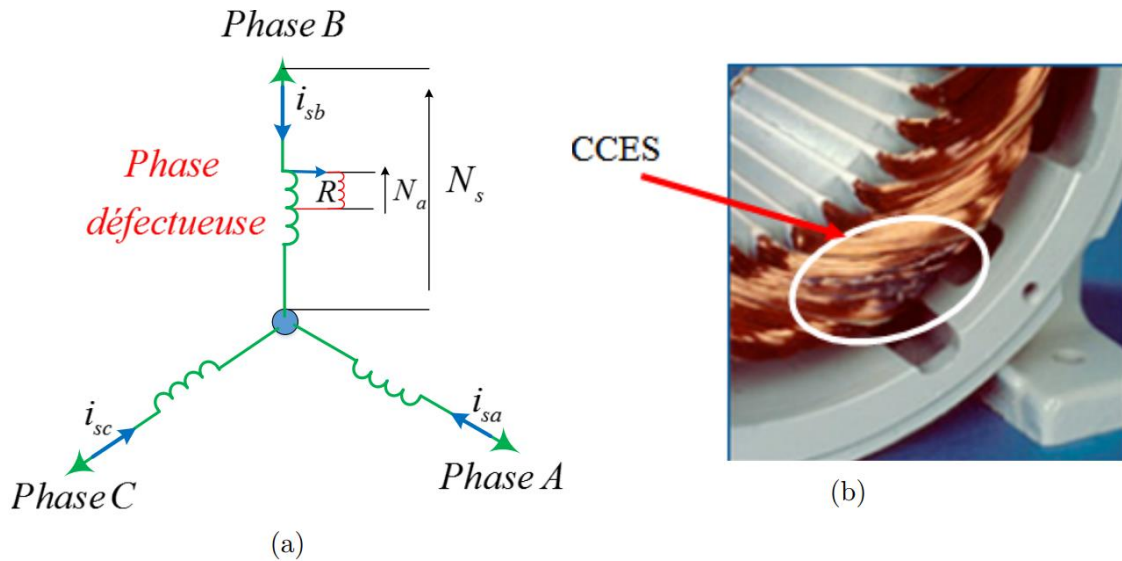


Figure 2.3 – Enroulement d’un stator avec un défaut de CCES

Avec :

$\kappa = N_a/N_s$: exprime la proportion entre le nombre de spires court-circuitées (N_a) et le nombre total de spires (N_s) de la phase B, R : indique la résistance des spires court-circuitées au sein de la bobine B.

Dans une machine asynchrone à double alimentation, les fréquences engendrées par le défaut de CCES dans le courant du stator autour de la fréquence principale sont indiquées par [18].

$$f_{CCES} = f_s [m(1-s) / p \pm k] \quad (2.20)$$

Où :

$m = 0, 1, 2$ est le numéro de l'harmonique provoqué par le défaut de CCES, f_s est la fréquence de la tension d'alimentation, p est le nombre de paires de pôles, $k = 0, 1, 3, 5$ est l'ordre des harmoniques temporelles du stator et s est le glissement. L'équation (2.20) est fréquemment employée pour à la fois repérer le défaut et déterminer sa source en tant que spires en court-circuit dans l'enroulement du stator [28].

2.4.1.3. Harmoniques associées aux défauts d'excentricités :

L'excentricité compte le défaut les plus fréquentes dans les GADA et se caractérise par un entrefer inégal entre le stator et le rotor. Comme illustré dans la figure 2.14, on distingue

trois catégories de défauts d'excentricité : l'excentricité dynamique (ED), l'excentricité statique (ES) et l'excentricité mixte (EM) comme montré dans la figure suivante : [18-28].

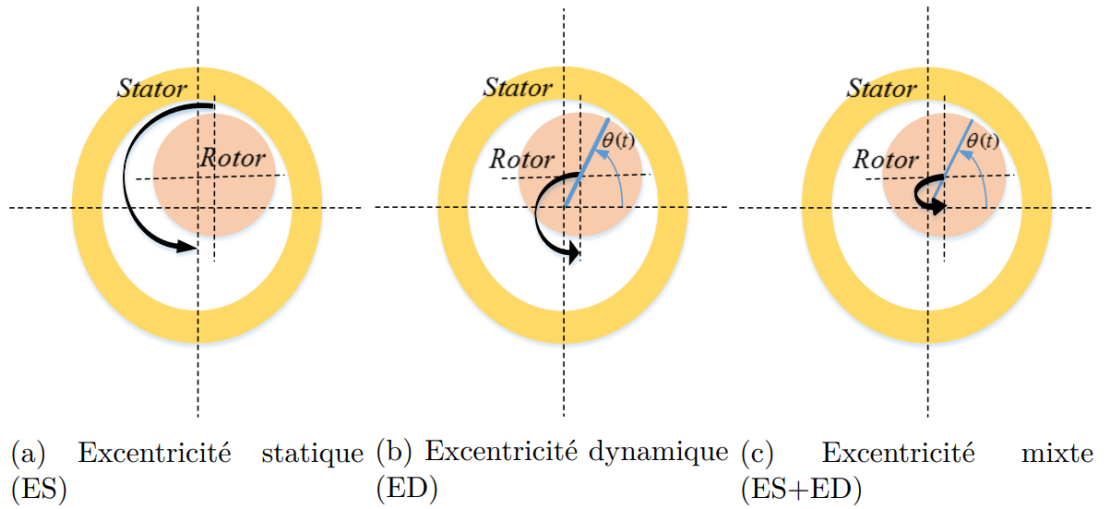


Figure 2.4 – Diverses formes de défauts d'excentricité. [28].

Les équations qui déterminent les fréquences des composantes pertinentes sont [28] :

$$f_{exc} = \left(\frac{\lambda n_d \pm n_d}{p} (1-s) \pm \mu \right) f_s \quad (2.21)$$

Où :

Dans le cas d'une excentricité statique : $n_d = 0$ et dans le cas d'une excentricité dynamique : $n_d = 1, 2$, s est le glissement, λ : représente le numéro de l'harmonique induite par le défaut d'excentricité, $\mu = 1, 2, 3, 5$ est l'ordre des harmoniques temporelles du stator, p est le nombre de paires de pôles. Si les excentricités statiques et dynamiques sont présentes simultanément, Les éléments du spectre peuvent être détectées autour de la fréquence principale, selon la formulation ci-après:

$$f_{mix} = f_s - m f_r \quad (2.22)$$

Ou :

$$f_r = \left(\frac{1-s}{p} \right) f_s \quad (2.23)$$

Avec :

f_s est la fréquence d'alimentation.

2.4.2. Modèle de la GADA en présence de défaut statorique et rotorique :

Les méthodes de diagnostic par analyse spectrale des courants du stator [48] ont révélé que les défauts du stator et de rotor entraînent des harmoniques d'ordre supérieur dans le spectre du courant statoriques et rotoriques. Ces harmoniques peuvent être représentées en incorporant des expressions sinusoïdales dans les courants du stator et de rotor comme décrit [49-43]

Les composantes sinusoïdales provoquées par l'apparition de défaut peuvent être représentées par l'écosystème comme suit [49-28].

$$\dot{w} = S(\varpi).w \quad w \in \mathfrak{R}^{4n_f+2} \quad (2.19)$$

$$\text{Ou: } \varpi = (\omega_1 \quad \omega_{-1} \quad \dots \omega_{n_f} \quad \omega_{-n_f})$$

Avec: ϖ : le vecteur de pulsation, n_f : le nombre de défaut dans le stator.

$$S(\varpi) = \text{diag}(S_{r,1}, \dots, S_{r,n_f})$$

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

Ou $\omega_{\pm k}, k = 1, \dots, n_f$: sont les pulsations issues des harmoniques induites par les défauts du stator et du rotor, ces défauts peuvent être créés par une asymétrie du rotor car les barres cassées produisent une composante harmonique à la fréquence expliquée dans :

$$f_{r,k} = (1 \pm 2ks_w) f \quad (2.20)$$

Avec: k : un nombre entier, ($k = 1, \dots, n_f$), s_w : le glissement ($s_w = \omega_s - \omega$), f : la fréquence d'alimentation.

Les termes sinusoïdaux additifs peuvent constituer une combinaison appropriée de l'état de l'écosystème, à savoir [50]:

$$\begin{cases} x_1 \rightarrow x_1 + Q_d w \\ x_2 \rightarrow x_2 + Q_q w \end{cases} = \begin{cases} i_{sd} \rightarrow i_{sd} + Q_d w \\ i_{sq} \rightarrow i_{sq} + Q_q w \end{cases} \quad (2.21)$$

Avec

$$\begin{cases} Q_d = (1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 1 & 0) \\ Q_q = (0 & 1 & 0 & 1 & \dots & 0 & 1) \end{cases}$$

La dérivée de (2.21) est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} \rightarrow \frac{dx_1}{dt} + Q_d \cdot S \cdot w \\ \frac{dx_2}{dt} \rightarrow \frac{dx_2}{dt} + Q_q \cdot S \cdot w \end{cases} = \begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} \rightarrow \frac{dI_{ds}}{dt} + Q_d \cdot S \cdot w \\ \frac{dI_{qs}}{dt} \rightarrow \frac{dI_{qs}}{dt} + Q_q \cdot S \cdot w \end{cases} \quad (2.22)$$

Après avoir inséré les termes perturbateurs additifs $Q_d \cdot w$, $Q_q \cdot w$ et leurs dérivées $Q_d \cdot S \cdot w$, $Q_q \cdot S \cdot w$ respectivement, nous obtenons le modèle défectueux de GADA par les équations d'état suivantes:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_0 \cdot x_1 + b_1 \cdot w_s \cdot x_2 - a_1 \cdot x_2 + a_2 \cdot R_r \cdot x_3 - a_3 \cdot w_r \cdot x_4 + a_3 \cdot w_s \cdot x_4 + b_0 \cdot V_{ds} - a_2 \cdot V_{dr} + \Gamma_{ds} \cdot w \\ \dot{x}_2 = -a_0 \cdot x_2 + b_1 \cdot w_s \cdot x_1 + a_1 \cdot w_r \cdot x_1 + a_3 \cdot w_r \cdot x_3 + a_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_3 \cdot w_s \cdot x_3 + b_0 \cdot V_{qs} - a_2 \cdot V_{qr} + \Gamma_{qs} \cdot w \\ \dot{x}_3 = a_5 \cdot x_1 - a_6 \cdot w_s \cdot x_2 + a_6 \cdot w_r \cdot x_2 - b_2 \cdot R_r \cdot x_3 + b_1 \cdot w_r \cdot x_4 - a_4 \cdot w_s \cdot x_4 - a_7 \cdot V_{ds} + b_2 \cdot V_{dr} + \Gamma_{dr} \cdot w \\ \dot{x}_4 = a_6 \cdot w_s \cdot x_1 - a_6 \cdot w_r \cdot x_1 + a_5 \cdot x_2 + a_4 \cdot w_s \cdot x_3 - b_1 \cdot w_r \cdot x_3 - b_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_7 \cdot V_{qs} + b_2 \cdot V_{qr} + \Gamma_{qr} \cdot w \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec : $x = [I_{ds} \ I_{qs} \ I_{dr} \ I_{qr}]^T$, Γ_{ds} , Γ_{qs} , Γ_{dr} and Γ_{qr} décrire les termes de défaut, présentés par :

$$\begin{cases} \Gamma_{ds} = -a_0 Q_d + b_1 \omega_s Q_q - a_1 Q_q - Q_d S \\ \Gamma_{qs} = -a_0 Q_q + b_1 \omega_s Q_d - a_1 \omega_r Q_q - Q_q S \\ \Gamma_{dr} = a_5 Q_d + a_6 \omega_s Q_q + a_6 \omega_r Q_q \\ \Gamma_{qr} = a_6 \omega_s Q_d - a_6 \omega_r Q_d + a_5 Q_q \end{cases}$$

2.4.3. Modèle de la GADA en présence de défaut rotorique :

Plusieurs études [51]-[52] ont démontré que les défauts du rotor, comme les barres cassées, entraînent des variations de la résistance du rotor.

Nous avons considéré que ΔR_r la variation de la résistance du rotor, En présence de variation de résistance rotorique, on remplace R_r par $(R_r + \Delta R_r)$ donc le Modèle de MADA devient:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_0 \cdot x_1 + b_1 \cdot w_s \cdot x_2 - a_1 \cdot x_2 + a_2 \cdot R_r \cdot x_3 - a_3 \cdot w_r \cdot x_4 + a_3 \cdot w_s \cdot x_4 + b_0 \cdot V_{ds} - a_2 \cdot V_{dr} + h_1(x) \\ \dot{x}_2 = -a_0 \cdot x_2 + b_1 \cdot w_s \cdot x_1 + a_1 \cdot w_r \cdot x_1 + a_3 \cdot w_r \cdot x_3 + a_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_3 \cdot w_s \cdot x_3 + b_0 \cdot V_{qs} - a_2 \cdot V_{qr} + h_2(x) \\ \dot{x}_3 = a_5 \cdot x_1 - a_6 \cdot w_s \cdot x_2 + a_6 \cdot w_r \cdot x_2 - b_2 \cdot R_r \cdot x_3 + b_1 \cdot w_r \cdot x_4 - a_4 \cdot w_s \cdot x_4 - a_7 \cdot V_{ds} + b_2 \cdot V_{dr} + h_3(x) \\ \dot{x}_4 = a_6 \cdot w_s \cdot x_1 - a_6 \cdot w_r \cdot x_1 + a_5 \cdot x_2 + a_4 \cdot w_s \cdot x_3 - b_1 \cdot w_r \cdot x_3 - b_2 \cdot R_r \cdot x_4 - a_7 \cdot V_{qs} + b_2 \cdot V_{qr} + h_4(x) \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec: $h_1(x)$, $h_2(x)$, $h_3(x)$ and $h_4(x)$, représentent les termes de défaut causée par la variation de la résistance rotorique, qui présentée par :

$$\begin{cases} h_1(x) = a_2 \cdot \Delta R_r \cdot x_1 \\ h_2(x) = a_2 \cdot \Delta R_r \cdot x_2 \\ h_3(x) = b_2 \cdot \Delta R_r \cdot x_3 \\ h_4(x) = b_2 \cdot \Delta R_r \cdot x_4 \end{cases} = \begin{cases} h_1(x) = a_2 \cdot \Delta R_r \cdot I_{dr} \\ h_2(x) = a_2 \cdot \Delta R_r \cdot I_{qr} \\ h_3(x) = b_2 \cdot \Delta R_r \cdot I_{dr} \\ h_4(x) = b_2 \cdot \Delta R_r \cdot I_{qr} \end{cases}$$

2.5.Méthodes de diagnostic de la GADA :

Le diagnostic des défauts (DF) est essentiel pour acquérir des connaissances sur les défaillances et les pannes du système, facilitant ainsi une reconfiguration appropriée [53, 54]. L'objectif premier du diagnostic des défauts consiste à identifier et à comprendre la présence et les caractéristiques des défauts ou des défaillances, permettant ainsi la mise en œuvre de mesures correctives afin d'atténuer leur impact sur les performances globales du système [28]. De plus, le FD englobe la détection, l'isolation et l'identification des défauts. La détection des défauts consiste à déterminer la présence d'un défaut dans un système et le moment où il est détecté. L'isolation des défauts est employée pour discerner l'emplacement du défaut et le temps de détection correspondant. Inversement, l'identification des défauts fournit des informations sur la taille et la nature du défaut [28].

Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories : celles qui utilisent un modèle (méthode avec modèle) et celles qui n'en utilisent pas (méthode sans modèle) [56].

2.5.1. Méthode avec modèle :

2.5.1.1.Approche à base d'observateur

Cette méthode de diagnostic cherche à faire correspondre les variables observées d'un système physique avec les variables prédites par un modèle lorsque les deux sont soumis aux mêmes signaux d'entrée. Ce modèle incorpore plusieurs "variables d'état" internes, qui sont souvent inaccessibles ou incommensurables en raison de considérations pratiques, d'implications financières (comme le coût supplémentaire de l'installation d'un capteur) ou de limitations technologiques. Un observateur, un type de capteur logiciel, est utilisé pour estimer ces variables d'état [56].

Un observateur est une structure dynamique dérivée du modèle de fonctionnement optimal du système réel. Il produit des estimations des variables d'état et des sorties du système en s'appuyant sur les signaux d'entrée et de sortie identifiables du système. Ensuite, les valeurs estimées sont comparées aux valeurs mesurées pour produire des indicateurs fiables de défaillance, appelés "résidus". Idéalement, ces résidus devraient être nuls en l'absence de

défauts et non nuls en présence de défauts. Toutefois, dans un contexte opérationnel réel, marqué par des bruits de mesure, des perturbations ou des incertitudes, ces résidus peuvent ne pas être nuls, même lorsque le système fonctionne correctement. Par conséquent, un processus de prise de décision doit être utilisé sur ces résidus pour signaler la présence potentielle d'une défaillance [56].

✓ Classification des observateurs

Les observateurs peuvent être regroupés en trois catégories principales, à savoir [57]:

- Observateurs stochastiques : ils sont conçus pour estimer les états du système de manière optimale lorsqu'ils fonctionnent dans un environnement comportant du caractère aléatoire et du bruit inhérents. par exemple le filtre de Kalman.
- Observateurs déterministes : ils sont utilisés pour estimer les états d'un système dans un cadre déterministe, où des facteurs tels que le bruit de mesure, les perturbations et les incertitudes dans les variables d'état ne sont pas pris en compte comme : l'observateur de Luenberger, l'observateur à grand gain et l'observateur algébrique.
- Observateurs adaptatifs : Ces observateurs intègrent des composants d'observation de l'état basés sur des modèles aux paramètres indéfinis, couplés à des algorithmes d'ajustement en temps réel pour les paramètres de ces modèles. La formulation de ces algorithmes adaptatifs est ancrée dans les deux méthodologies suivantes :
 - Approche basée sur l'optimisation d'un critère d'erreur de sortie.
 - Approche basée sur l'analyse de Lyapunov.

Dans ce type, nous trouvons : l'observateur par intervalles, observateur parallèle et l'observateur multi-modèles.

Les observateurs sont également employés pour évaluer les paramètres de la machine, comme c'est le cas avec les observateurs adaptatifs [58], le filtre de Kalman étendu [59],[60] et l'observateur de MRAS (Adaptive Reference Model System) [61].

2.5.1.2. Identification paramétrique

En cas de défauts, les paramètres électriques définissant le GADA subissent des altérations. Leur identification en temps réel peut servir de marqueurs efficaces de ces défauts. Comme exemple, Les défauts des barres de rotor peuvent être identifiés en observant la résistance du rotor. De nombreuses études ont montré que la résistance du

rotor, R_r est très sensible aux défauts rotorique. En outre, la variation de cette résistance est particulièrement prononcée lorsque le nombre de barres endommagées augmente. [62].

2.5.2. Méthodes sans modèle :

2.5.2.1. Méthodes par intelligence artificielle

Ces approches imitent le raisonnement humain et sont de plus en plus répandues. Les techniques relevant du domaine de l'intelligence artificielle sont les suivantes : les systèmes experts, la logique floue, les réseaux de neurones, les méthodes de classification, les algorithmes génétiques [63]-[64].

2.5.2.2. Méthodes par traitement du signal

L'analyse de l'évolution temporelle et/ou fréquentielle de ces propriétés permet de détecter et de localiser les défauts. Plusieurs méthodes d'identification des défauts par le traitement des signaux sont documentées dans la littérature, notamment [62] :

a) Analyse spectrale (analyse fréquentielle)

L'analyse spectrale est la technique la plus couramment adoptée à des fins de diagnostic. Cette méthode transforme les grandeurs influencées par les défauts dans le domaine des fréquences, généralement à l'aide d'outils tels que la transformée de Fourier.

b) Analyse temps-fréquence

Les approches temps-fréquence fusionnent l'analyse basée sur le temps et l'analyse basée sur la fréquence. Elles sont particulièrement adaptées à l'évaluation des signaux non stationnaires. [65]-[66].

2.6. Conclusion

Après une présentation succincte de la composition de la machine asynchrone à double alimentation, ce chapitre décrit les principaux défauts qui apparaissent au cours du fonctionnement de la machine. L'origine de ces défauts est très variable et peut être d'ordre mécanique, électrique, thermique, etc. Dans ce chapitre, nous avons également présenté les modèles, avec et sans défauts, qui sont pris en compte dans notre étude. Le modèle initial traite des défauts du stator et du rotor, qui produisent des harmoniques d'ordre supérieur dans les courants du stator, tandis que l'autre modèle traite des défauts du rotor, comme les ruptures de barres, qui entraînent des modifications de la résistance du rotor. L'incorporation de ces

CHAPITRE 02 : Modèle de la GADA a l'état sain et défectueux

harmoniques permet de créer un modèle qui tient compte des défauts. En outre, nous avons abordé plusieurs méthodes de diagnostic des anomalies des machines. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : celles qui reposent sur un modèle analytique de la machine (observateurs, identification paramétrique, etc.) et celles qui fonctionnent sans modèle, en utilisant des techniques de traitement des signaux et l'intelligence artificielle. Les modèles décrits dans ce chapitre serviront de base aux chapitres suivants, dans lesquels nous concevons des systèmes de contrôle tolérants aux fautes, ainsi que des systèmes de diagnostic et d'observation pour la machine asynchrone a doublé alimentation. Nous nous appuierons particulièrement sur la technique de l'observateur pour le contrôle et le diagnostic dans nos travaux à venir.

Chapitre 03 :
Commande FTC Active à
base de projection

3.1.Introduction

Ce chapitre présente une stratégie efficace de contrôle nommé la commande tolérant au défaut active (AFTC) pour la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) sujet à des défauts en utilisant une approche basée sur la projection. Ce type d'approche a pour objectif d'assurer la stabilité et les performances, en modifiant en ligne les paramètres ou la structure du contrôleur. Cette solution nécessite d'être reconfigurée en fonction des informations de bloc fournies pour la détection et l'isolation des défauts (FDI). Cette recherche vise à construire un algorithme capable de diagnostiquer la présence d'un défaut dans le système en boucle fermée et de basculer entre une approche de contrôle nominal (commande vectorielle) et un contrôle robuste (commande en mode glissant) conçu pour les conditions de défaut. Le contrôle vectoriel ne peut pas gérer l'effet de défaut, qui peut entraîner une dégradation progressive du système. Nous proposons donc un contrôle en mode glissant lorsque les défauts surviennent pour garantir un fonctionnement sans ondulation. De plus, le modèle adaptatif de référence (MRAS) est utilisé pour analyser la dynamique du vecteur résiduel (erreur d'estimation). Cela servira d'indication pour savoir quelle loi de contrôle doit être utilisée pour un tel défaut [67]. L'efficacité et la robustesse de cette approche proposée sont démontrées par des résultats de simulations accompagnées d'une étude comparative avec la CV classique basée sur des régulateurs PI (Proportionnels-Intégrales).

3.2.Commande Vectorielle de La GADA

Cette approche est l'une des techniques mises en œuvre pour optimiser la qualité de l'énergie générée et fournie au réseau. Dans cette méthode, nous présentons un algorithme de contrôle axé sur l'orientation du flux du stator de la machine, illustrant les relations entre les paramètres de puissance du stator et les tensions induites par l'onduleur au rotor. Ces connexions permettent une régulation autonome des puissances active et réactive provenant du stator de la machine en intervenant sur les signaux du rotor.

La logique de cette régulation s'apparente à celle d'une machine à courant continu avec excitation distincte, c'est-à-dire la gestion autonome des puissances active et réactive issues du stator de l'appareil. La puissance active est strictement liée au courant rotorique I_{qr} , tandis que la puissance réactive est intrinsèquement associée au courant I_{dr} [45].

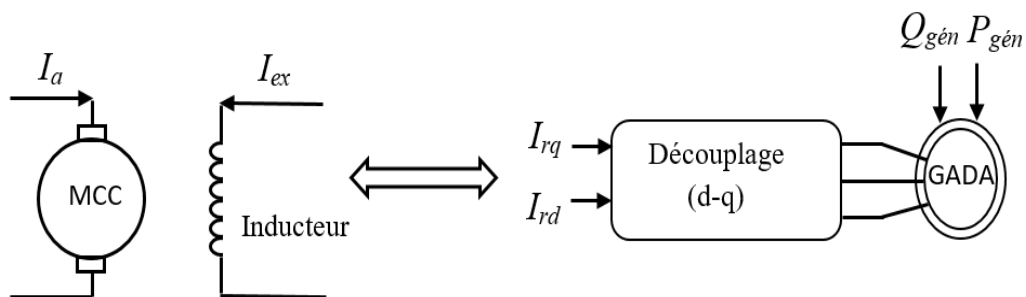


Figure 3.1. Principe de la commande vectorielle.

3.3. Commande vectorielle par orientation du flux statorique :

Pour cette régulation, la conception de la machine assure que le flux statorique dans le repère de Park selon l'axe q est nul. Cette décision découle du fait que la machine est fréquemment connectée à un réseau présentant une tension et une fréquence stables [46-68-69].

Rappelons le système d'équations différentielles (2.4) qui caractérise la GADA dans un repère associé au champ rotatif, exprimé comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.1)$$

Ces équations peuvent être simplifiées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \phi_s \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.2)$$

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

Si on néglige la résistance R_s , une hypothèse fréquemment retenue pour les machines à grande puissance, les équations relatives aux tensions de la machine se condensent en la forme ci-après [70-71-46]

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \phi_s \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.3)$$

De manière similaire à celles des tensions, les équations des flux deviennent:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (3.4)$$

3.3.1. Relations entre les courants statoriques et rotoriques :

En se basant sur les équations des composantes directes et en quadrature du flux statorique (3.4). Les relations connectant les courants statoriques aux courants rotoriques sont les suivantes :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (3.5)$$

3.3.2. Relations entre les puissances statoriques et courants rotoriques :

Dans un système biphasé, les expressions des puissances active et réactive statoriques d'une GADA sont :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (3.6)$$

En considérant l'hypothèse d'une orientation du flux statorique, ce système d'équations peut être simplifié comme suit :

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (3.7)$$

En substituant les expressions des courants statoriques directs et en quadrature dans les équations des puissances active et réactive, nous obtenons :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \quad (3.8)$$

L'expression (3.8) révèle que le contrôle des puissances active et réactive au stator est indépendant. En fait, en présence d'une inductance magnétisante constante et d'un réseau électrique robuste, la puissance active est directement liée au courant rotorique d'axe q , tandis que la puissance réactive est liée, à une constante $\frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s}$ près imposée par le réseau, au courant rotorique d'axe d .

3.3.3. Relations entre les tensions et les courants rotoriques :

En se basant sur le système d'équation (3.5), les formules des flux rotoriques peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + \frac{V_s \cdot M}{\omega_s \cdot L_s} \\ \phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{dr} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{qr} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (3.10)$$

En mode stable, les dérivées des courants rotoriques biphasés se neutralisent, ce qui conduit à exprimer :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \cdot \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (3.11)$$

En utilisant la transformation de Laplace sur ces deux équations, nous déduisons :

$$\begin{cases} V_{dr} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] I_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = \left[R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) s \right] I_{qr} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \frac{V_s \cdot M}{L_s} \end{cases} \quad (3.12)$$

V_{dr} et V_{qr} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus.

- ✓ $\frac{V_s \cdot M}{L_s}$: le terme de couplage entre les deux axes.
- ✓ $g \cdot \frac{M^2}{L_s}$: représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

3.3.4. Les différentes méthodes de la commande vectorielle :

Il y a deux formes de commande vectorielle : l'une est la méthode directe et l'autre est connue comme la méthode indirecte.

3.3.4.1. La commande directe :

Cette méthode permet de contrôler de manière directe et autonome les puissances statoriques active et réactive en les comparant à leurs références, en utilisant un régulateur pour chaque axe. Les tensions de commande proviennent de la correction des erreurs de puissance via des régulateurs PI. Cette configuration de commande est illustrée dans la figure ci-après [72-73-74]. :

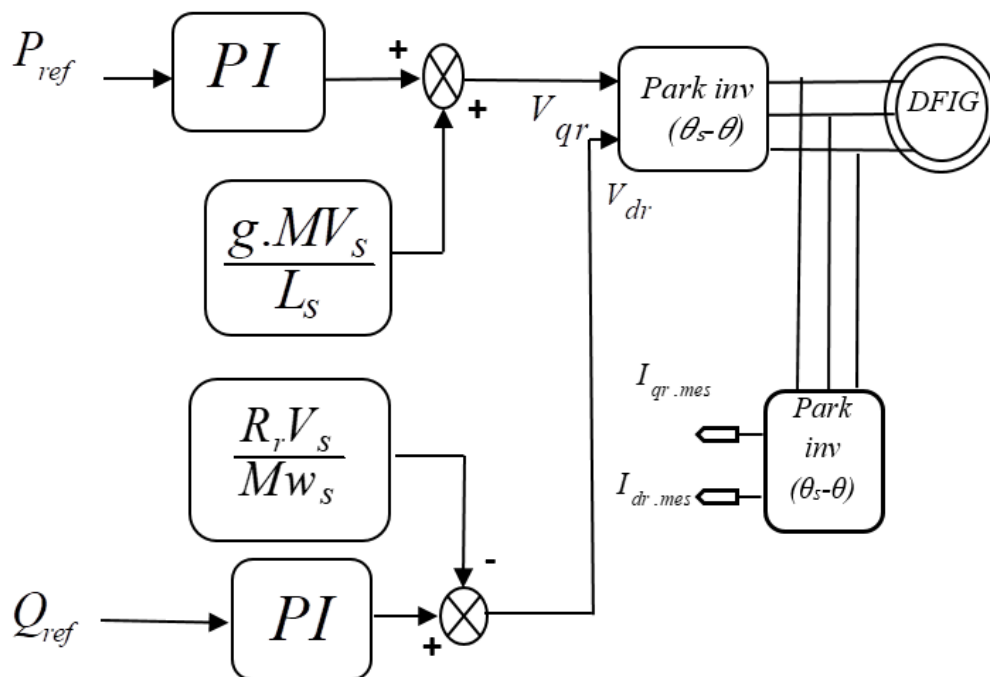


Figure 3.2. Schéma bloc de la structure de commande directe par orientation du flux statorique

3.3.4.2. La commande indirecte :

Au lieu de réguler directement les puissances comme la commande antérieure, cette méthode se base sur une régulation indirecte des courants rotoriques observés. Ces courants sont ensuite comparés et ajustés selon les courants de référence, qui sont dérivés des puissances statoriques de référence attribuées à la machine [72-73-74].

$$\begin{cases} I_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} P_s^{ref} \\ I_{dr}^{ref} = \frac{V_s}{w_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} Q_s^{ref} \end{cases} \quad (3.13)$$

Les régulateurs de cette configuration sont déterminés de la même manière que pour la commande directe. Chaque axe utilise un régulateur identique. Cette configuration de commande est illustrée dans la figure suivante.

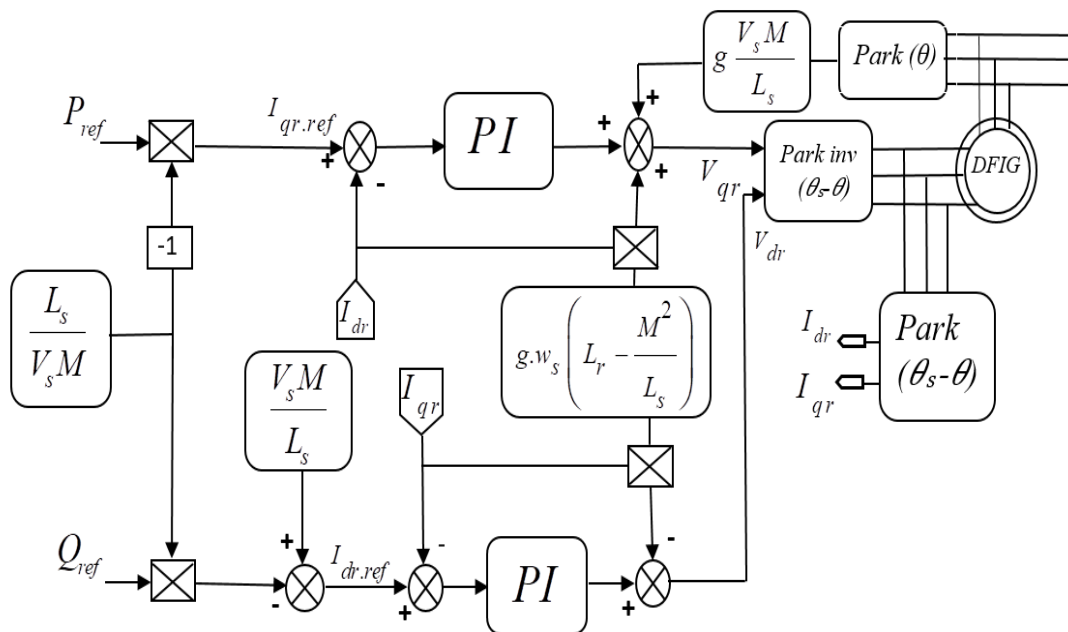


Figure 3.3. Schéma bloc de la structure de commande indirecte

3.4. la commande par mode glissant :

Dans les principes de contrôle modernes, la théorie du contrôle en mode glissant (SMC) est une technique de contrôle vitale en termes de robustesse et de simplicité de réalisation [50], en raison de sa réduction d'ordre, de son exclusion des perturbations, de sa grande robustesse et de sa mise en œuvre facile via un convertisseur de puissance. Plus d'informations sur le mode glissant peuvent être trouvées dans [75-76-77]. Comme indiqué dans [41], l'architecture du contrôleur en mode glissant prend en compte la stabilité du dispositif et considère systématiquement la stabilité et les bonnes performances. Ici, les étapes complètes de conception sont données pour le contrôleur en mode glissant.

Le concept principal de cette commande est de diriger et d'amener la dynamique (l'état) du système vers une zone spécifiquement définie, nommée surface de glissement. Par la suite, on élabore une stratégie de commande qui garde le système continuellement dans cette zone. En bref, une commande en régime glissant se décompose en deux phases [78, 79]:

- une phase pour élaborer une surface (\mathbf{x}, \mathbf{t}) , de manière à ce que toutes les trajectoires du système suivent un comportement souhaité en matière de poursuite, de régulation et de stabilité.
- une autre phase qui établit une loi de commande (commutation) (\mathbf{x}, \mathbf{t}) assurant que toutes les trajectoires restent sur cette surface.

3.5.L'ALGORITHME DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT

L'élaboration de l'algorithme de commande en régime glissant intègre de manière systématique les enjeux de stabilité et de performance optimale dans son approche. Cette démarche se déroule essentiellement en trois phases interdépendantes, telles que définies par [80], [81].

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

3.5.1. Définition de surface de glissement

La conception du mécanisme de commande pour un système non linéaire sera illustrée selon la référence [82] :

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t).u(x, t) \quad (3.14)$$

J. J. Slotine suggère une équation générale pour identifier la surface de glissement $S(x)$ [46], garantissant la convergence d'une variable vers sa valeur désiré [83], [84] :

$$S(x) = \left(\lambda + \frac{d}{dt}\right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (3.15)$$

Ou:

x, x_{ref} sont le vecteur d'état et le vecteur d'état de référence respectivement, r, λ sont le degré du mode glissant et le facteur de pondération respectivement.

3.5.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les critères d'existence et de convergence permettent aux diverses dynamiques du système de se rapprocher de la surface de glissement et d'y demeurer malgré les perturbations [85], [80]. Il existe deux catégories de conditions à savoir :

3.5.2.1. La fonction discrète de commutation

Cette méthode, qui est la plus traditionnelle, a été suggérée et analysée par EMILYANOV et UTKIN. Elle est présentée de la manière suivante [80] :

$$s(X).\dot{s}(X) \leq 0 \quad (3.16)$$

3.5.2.2. La fonction de LYAPUNOV

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ relative aux variables d'état du système. Elle sert à évaluer l'efficacité de la commande et à examiner la robustesse.

Elle assure la stabilité des systèmes non linéaires et guide la variable à contrôler vers sa valeur cible. Sa forme est la suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.17)$$

et sa dérivée est exprimée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (3.18)$$

La stratégie de commande doit réduire cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). L'objectif est de sélectionner une fonction scalaire $S(x)$ pour assurer que la variable contrôlée tend vers sa valeur cible, et de créer une commande "V" de telle manière que le carré de la surface corresponde à une fonction de LYAPUNOV.

Afin que la fonction $V(x)$ diminue, il est nécessaire de garantir que sa dérivée soit négative.

3.5.3. Détermination de la loi de commande

La configuration d'un contrôleur en régime glissant se divise en deux sections : la première est dédiée à la linéarisation exacte (V_{eq}) tandis que la seconde assure la stabilisation (V_n) [86], [87]. Cette seconde partie est essentielle pour l'ajustement en mode glissant, car elle aide à neutraliser les inexactitudes du modèle et à contrecarrer les perturbations externes.

$$V = V_{eq} + V_n \quad (3.19)$$

V_{eq} est la commande introduite par FILIPOV. Son rôle est de conserver la variable à réguler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est obtenue en prenant en compte que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$ [83]. Elle peut être envisagée comme un retour d'état spécifique agissant comme un signal de commande sur le système à réguler. Autrement, elle peut aussi être perçue comme la valeur moyenne que la commande adopte lors des basculements rapides entre les valeurs V_{max} et V_{min} . comme illustré sur la figure.3.4.

La commande discrète V_n est établie pour assurer la condition de convergence, même face aux imprécisions des paramètres du modèle du système [98-65].

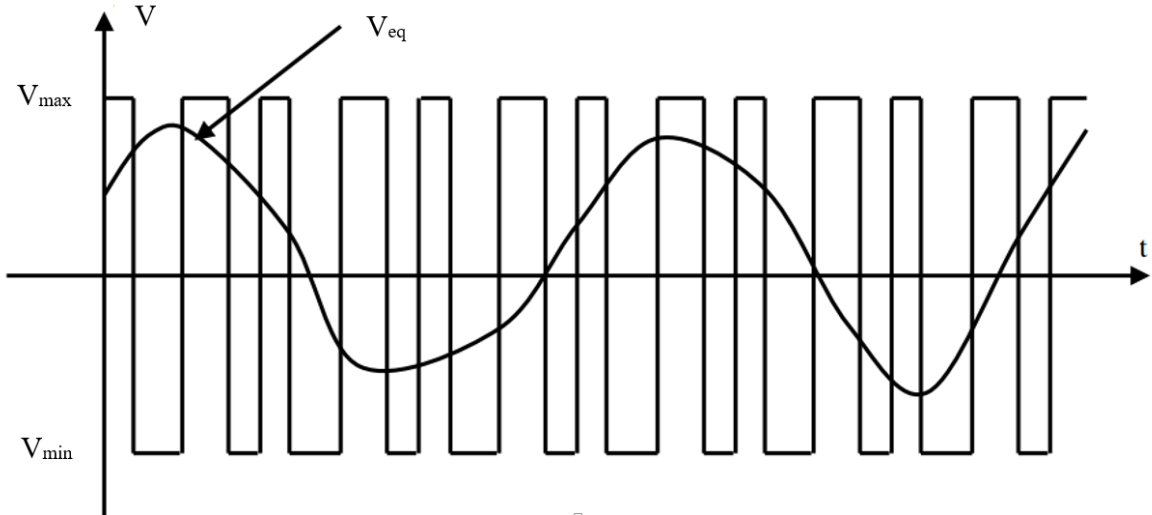


Figure.3.4. interpretation de V_{eq}

Pour illustrer le développement précédemment abordé, nous examinons le système d'état (représenté par l'équation 3.14). Notre objectif est de définir l'expression analogique de la commande V .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.20)$$

En remplaçant les expressions (3.14) et (3.19) dans l'expression (3.20), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + B(x,t) \cdot V_{eq}(x,t)) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot V_n \quad (3.21)$$

Pendant le mode glissant et en régime permanent, la surface est égale à zéro. Par conséquent, sa dérivée ainsi que la partie discontinue sont également aussi a zero. De cela, nous en déduisons la formule de la commande équivalente comme suit:

$$V_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x,t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \right)^{-1} \quad (3.22)$$

Pour que la commande équivalente ait une valeur définie, il est nécessaire que :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \neq 0 \quad (3.23)$$

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

Pendant le mode de convergence, en substituant l'expression de la commande équivalente par sa formule (3.22) dans l'expression (3.21), nous obtenons la nouvelle formulation de la dérivée de la surface [87] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot V_n \quad (3.24)$$

et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [103] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t) \cdot V_n < 0 \quad (3.25)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de V_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$ [88].

En général, la commande discrète en régime glissant peut adopter une forme de type relais, exprimée comme suit [89]:

$$V_n = k \cdot \text{sign}(S(x,t)) \quad (3.26)$$

Où :

k : est un gain.

Le signe de k doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x,t)$

Pour une fonction définie $S(x)$ [46] :

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} 1, & \text{si } S(x) > 0 \\ 0, & \text{si } S(x) = 0 \\ -1, & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

La figure.3.5 représente la fonction de la commande discrète de type relais :

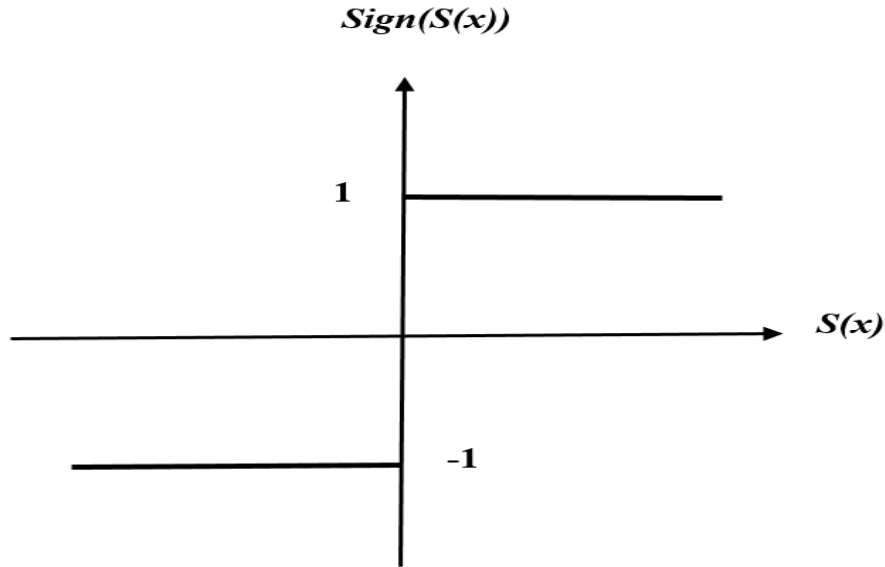


Figure 3.5. Fonction sign (Commande de type relais)

3.5.4. Application de la SMC sur GADA

Les relations entre les puissances du stator et les courants du rotor sont données par :

$$\begin{cases} I_{qr}^{ref} = -\frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot P_s^{ref} \\ I_{dr}^{ref} = \frac{V_s}{\omega_s \cdot M} - \frac{L_s}{V_s \cdot M} \cdot Q_s^{ref} \end{cases} \quad (3.29)$$

Les courants dérivés du rotor sont alors donnés par:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{dr}^{ref} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{dr} - R_r \cdot I_{dr} + g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{qr}) \\ \frac{d}{dt} I_{qr}^{ref} = \frac{1}{L_r \sigma} \left(V_{qr} - R_r \cdot I_{qr} - g \cdot \omega_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot I_{dr} - g \cdot \omega_s \cdot \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \right) \end{cases} \quad (3.30)$$

✓ Conditions de convergence

Afin d'assurer la convergence vers les variables de référence, il faut que les deux surfaces de glissement données ci-dessus soient égales à zéro. Il faut donc vérifier le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} s(P) = 0 \\ s(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{qr}^{ref} - I_{qr}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{dr}^{ref} - I_{dr}) = 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

Par conséquent, les puissances active et réactive doivent converger vers leurs références de manière exponentielle $s(P, Q)$ pour une surface de glissement nul. Ainsi, pour contrôler P_{sref} et Q_{sref} , il est nécessaire de rendre la surface de glissement attrayante et inaltérable.

Le test de la relation d'attractivité de Lyapunov est conditionnel à l'efficacité de la régulation par mode glissant, donnée par :

$$s(X) \cdot \dot{s}(X) \leq 0 \quad (3.32)$$

3.5.5. Détermination de la loi de commande

La troisième étape est la dérivation de lois de contrôle qui permettent de maintenir les variables contrôlées très près de la surface de glissement. Afin d'améliorer l'efficacité dynamique, les vecteurs de tension de commande peuvent être décrits par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{qr} = V_{qr_eq} + V_{qr_N} \\ V_{dr} = V_{dr_eq} + V_{dr_N} \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\begin{cases} V_{qr_N} = -k_1 \text{sign}(s(p)) \\ V_{dr_N} = -k_2 \cdot \text{sign}(s(p)) \end{cases} \quad (3.34)$$

V_{qr} V_{dr} : sont les vecteur de contrôle, V_{qr_eq} , V_{dr_eq} : sont des contrôles équivalents obtenus en fixant $\dot{S}(t) = 0$, et la fonction du contrôle équivalent est de stabiliser le système sur la surface de glissement déterminée par $S(t) = 0$, V_{qr_N} , V_{dr_N} : sont les commandes de commutation ; elles sont converger la direction du dispositif vers la surface de glissement.

Une fonction continue exprimée par (3.36) détermine les valeurs d'excursion maximales et minimales des variables régulées en utilisant une fonction de signe pour minimiser l'effet de chattering.

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} -1 & \text{if } S(x) < 0 \\ 1 & \text{if } S(x) > 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

$$V_{dqr_N} = k_x \frac{S(x)}{|S(x)| + m} \quad (3.37)$$

Avec:

m : un scalaire positif minimal , k_x est une constante.

3.5.5.1. La commande de la puissance active

Nous mettons $r=1$ (la loi de commande est déterminée par le degré relatif du nombre de temps de dérivée de la surface de commande) pour réguler la puissance active.

La formulation de la surface de contrôle et sa dérivée pour le contrôle de la puissance active sont donc définies par :

$$s(P) = (I_{qr}^{ref} - I_{qr}) \quad (3.38)$$

$$\dot{s}(P) = (\dot{I}_{qr}^{ref} - \dot{I}_{qr}) \quad (3.39)$$

En remplaçant \dot{I}_{qr}^{ref} et \dot{I}_{qr} par leurs expressions relatives, on obtient :

$$\dot{s}(p) = \left(-\frac{L_s}{M.V_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} \cdot \left(V_{qr} - R_r I_{qr} - g.w_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M.V_s}{L_s} \right) \right) \quad (3.40)$$

$$\dot{s}(p) = \left(-\frac{L_s}{M.V_s} \dot{P}_s^{ref} - \frac{1}{L_r \sigma} V_{qr} - \frac{1}{L_r \sigma} \left(R_r I_{qr} - g.w_s L_r \sigma I_{dr} - g \frac{M.V_s}{L_s} \right) \right) \quad (3.41)$$

$$\begin{cases} V_{qr_eq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M.V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{qr} + g.w_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M.V_s}{L_s} \\ V_{qr_N} = k \cdot \text{sign}(s(p)) \end{cases} \quad (3.42)$$

$$V_{qr} = -\frac{L_s L_r \sigma}{M.V_s} \dot{P}_s^{ref} + R_r I_{qr} + g.w_s L_r \sigma I_{dr} + g \frac{M.V_s}{L_s} + k \cdot \text{sign}(s(p)) \quad (3.43)$$

3.5.5.2. La commande de la puissance reactive

Pour dériver la règle de régulation de la puissance réactive, le même protocole est suivi, Les expressions associées sont alors données ci-dessous :

$$s(Q) = (I_{dr}^{ref} - I_{dr}) \quad (3.44)$$

$$\dot{s}(Q) = (\dot{I}_{dr}^{ref} - \dot{I}_{dr}) \quad (3.45)$$

En remplaçant \dot{I}_{dr}^{ref} et \dot{I}_{dr} par leurs expressions relatives, nous obtenons :

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s.M} - \frac{L_s}{V_s.M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} (V_{dr} - R_r I_{dr} + g.w_s L_r \sigma I_{qr}) \right) \quad (3.46)$$

$$\dot{s}(Q) = \left(\left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) - \frac{1}{L_r \sigma} V_{dr} - \frac{1}{L_r \sigma} (-R_r I_{dr} + g w_s L_r \sigma I_{qr}) \right) \quad (3.47)$$

$$V_{dr} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{dr} - g w_s L_r \sigma I_{qr} + k \cdot \text{sign}(s(Q)) \quad (3.48)$$

$$\begin{cases} V_{dr_eq} = L_r \sigma \left(\frac{V_s}{w_s M} - \frac{L_s}{V_s M} \dot{Q}_s^{ref} \right) + R_r I_{dr} - g w_s L_r \sigma I_{qr} \\ V_{dr_N} = k \cdot \text{sign}(s(Q)) \end{cases} \quad (3.49)$$

Les équations (3.49), (3.42) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une génératrice asynchrone double alimentation, figure (3.6).

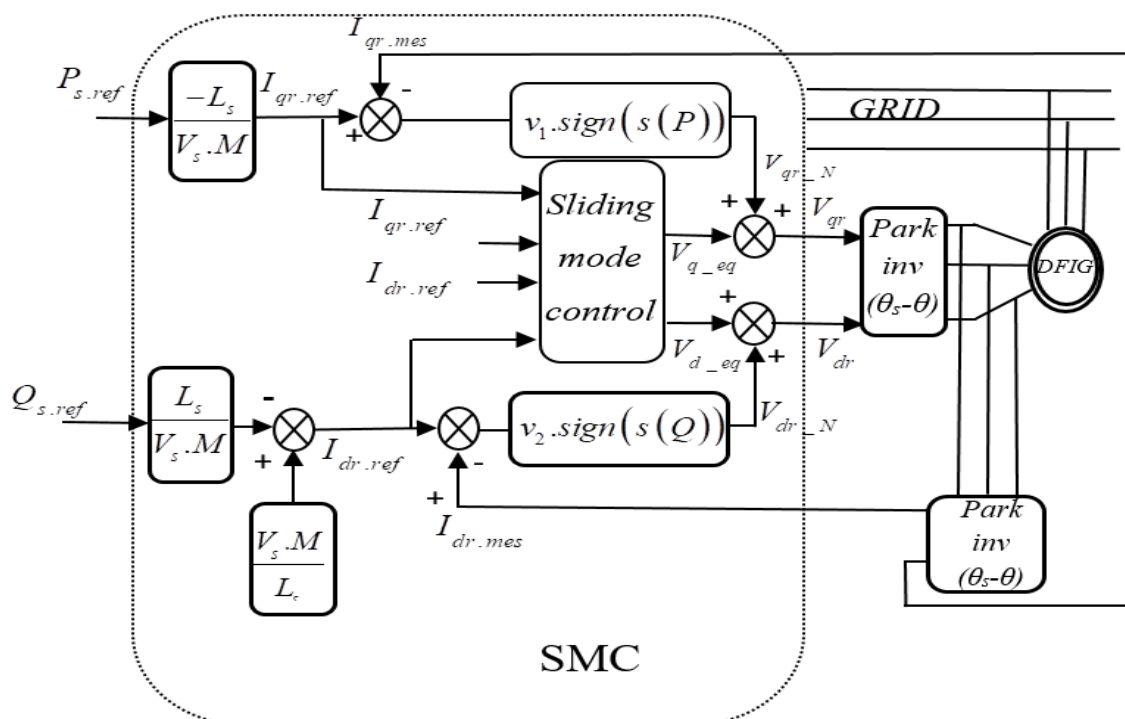


Figure.3.6. Schéma fonctionnel du SMC appliqué au GADA

3.6. Commande FTC basée sur la méthode de projection :

Cette stratégie vise à développer un algorithme tolérant aux défauts capable de détecter les défauts dans le système en boucle fermée. Cet algorithme bascule entre deux stratégies de contrôle : une conçue pour des conditions saines (contrôleur nominal) et une autre conçue spécifiquement pour un fonctionnement dans des conditions défectueuses (contrôleur robuste). L'objectif est d'effectuer une transition transparente entre ces stratégies de contrôle en fonction de la condition détectée et de garantir des performances fiables du système [67].

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

Considérons la structure non linéaire suivante, qui est affectée par les perturbations externes et les variations paramétriques comme indiqué dans [41] comme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + Bu + \delta(x) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.50)$$

Ou:

$x \in R^n$:le vecteur d'état, $f(x)$ désigne une fonction lisse connue représentant les caractéristiques non linéaires du système, $u \in R^m$: le vecteur d'entrée, $\delta \in R^{n \times r}$:la matrice de répartition des perturbations et des variations paramétriques, $y \in R^p$:le vecteur de sortie, $A \in R^{n \times n}$: la matrice d'état, $B \in R^{n \times m}$: la matrice d'entrée, et $h \in R^{p \times n}$: la matrice de sortie.

Dans cette étude, une observation intéressante est faite concernant l'utilisation d'un seul contrôleur robuste pour les situations saines et défectueuses. Les auteurs rejettent cette approche en estimant que l'état nominal (sain) domine généralement la majeure partie du temps opérationnel. Par conséquent, il n'est pas nécessaire de compromettre les performances optimales en utilisant le contrôleur robuste en continu, même dans des conditions normales. Au lieu de cela, le contrôleur robuste est activé de manière sélective uniquement en présence d'un défaut. Cette stratégie est appelée « loi de contrôle combiné ». [35].

$$U(t) = (1 - \lambda)U_h(t) + \lambda U_f(t) \quad (3.51)$$

U_f : est la loi de contrôle qui conçue pour les conditions défectueuses, U_h la loi de contrôle qui conçue pour des conditions saines, λ : est une variable booléenne qui sert d'indication de défaut et est déterminée par le vecteur résiduel qui est :

$$\begin{cases} \lambda=1, \text{ dans des conditions defectueuse} \\ \lambda=0, \text{ dans des conditions sain} \end{cases}$$

Après calcul du signal résiduel la valeur de λ est fixée à 1 selon le critère suivant :

$$\begin{cases} \lambda=1 & \text{si } \sup \|r\| \geq r_0 \\ \lambda=0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Cette architecture d'approche est appliquée à un générateur à induction à double alimentation décrit sur la figure.3.7 [36].

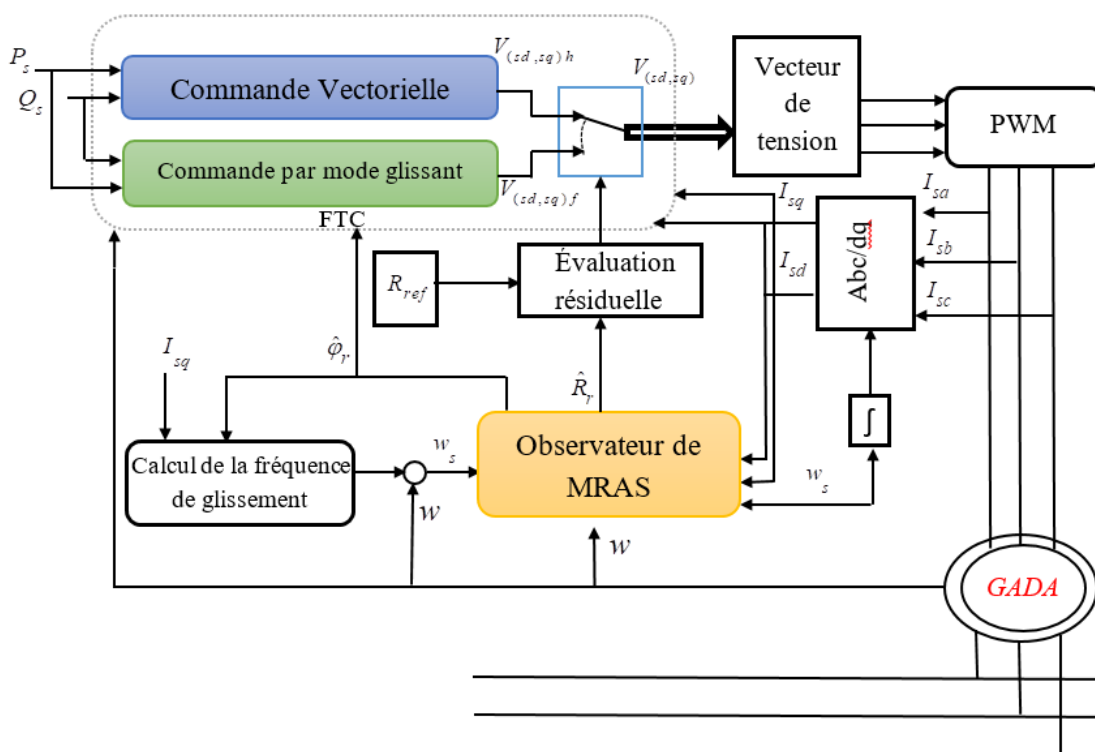


Figure.3.7. Schéma fonctionnel du contrôleur tolérant aux défauts proposés

3.7. Estimation de la résistance rotorique par la technique de MRAS

Le système adaptatif basé sur un modèle de référence fonctionne en comparant les sorties de deux estimateurs. Le premier, qui ne prend pas en compte la valeur à estimer (dans ce cas, la résistance rotorique), est désigné comme le modèle de référence. Le second est le modèle ajustable. Une erreur entre ces deux modèles déclenche un processus d'adaptation qui détermine la résistance rotorique en se basant sur le critère d'hyper-stabilité de Popov. Cette résistance est ensuite intégrée dans le modèle ajustable.

L'estimateur MRAS fonctionne en comparant des éléments tels que les flux, les courants, les forces électromotrices ou les puissances réactives instantanées. Chaque méthode a ses avantages et ses limites. La plus courante de ces techniques est celle qui s'appuie sur le flux du rotor. Bien qu'elle soit simple et performante, cette stratégie est affectée par les variations de la résistance du stator et les défis posés par l'intégration pure dans le modèle de référence [90-91-92].

Le flux réel et le flux estimé peuvent s'écrire respectivement [91-93] :

$$\dot{\bar{\varphi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varphi}_r + \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_s \quad (3.52)$$

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

$$\dot{\hat{\varphi}}_r = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\varphi}_r + \frac{L_m}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \quad (3.53)$$

On pose :

$$\dot{\bar{\varphi}}_r - \dot{\hat{\varphi}}_r = \bar{e} \quad (3.54)$$

Nous définissons l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\varphi}}_r - \dot{\hat{\varphi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\varphi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\varphi}_r + j\omega(\bar{\varphi}_r - \hat{\varphi}_r) + L_m \bar{I}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (3.55)$$

On remplace (3.54) dans (3.55) :

$$\dot{\bar{\varphi}}_r - \dot{\hat{\varphi}}_r = -\frac{1}{T_r} (\bar{e} + \hat{\varphi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\varphi}_r + j\omega \bar{e} + L_m \bar{I}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (3.56)$$

La description de la dynamique des erreurs s'écrit :

$$\dot{\bar{e}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{e} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (L_m \bar{I}_s - \hat{\varphi}_r) \quad (3.57)$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{e}} = A\bar{e} + W \quad (3.58)$$

W: présenter un terme non linéaire,

$$\bar{e} = \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varphi_{dr} - \hat{\varphi}_{dr} \\ \varphi_{qr} - \hat{\varphi}_{qr} \end{pmatrix} \quad \phi = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{dr} \\ \hat{\varphi}_{qr} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence du système on peut obtenir la loi d'adaptation suivante :

(pour plus de détails voir [15])

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = e_d (L_m I_{ds} - \varphi_{dr}) + e_q (L_m I_{qs} - \hat{\varphi}_{qr}) \quad (3.59)$$

Nous obtenons la valeur estimée de la constante de temps du rotor comme décrit dans l'équation ci-dessous :

$$1/\hat{T}_r = K_p \left(e_d (M I_{ds} - \hat{\varphi}_{dr}) + e_q (M I_{qs} - \hat{\varphi}_{qr}) \right) + K_i \int \left(e_d (M I_{ds} - \hat{\varphi}_{dr}) + e_q (M I_{qs} - \hat{\varphi}_{qr}) \right) \quad (3.60)$$

La résistance du rotor peut être déterminée en estimant l'inverse de la constante de temps du rotor :

$$\hat{R} = L_r \times (1/\hat{T}_r) \quad (3.61)$$

Où \hat{R} : estimation de la résistance du rotor

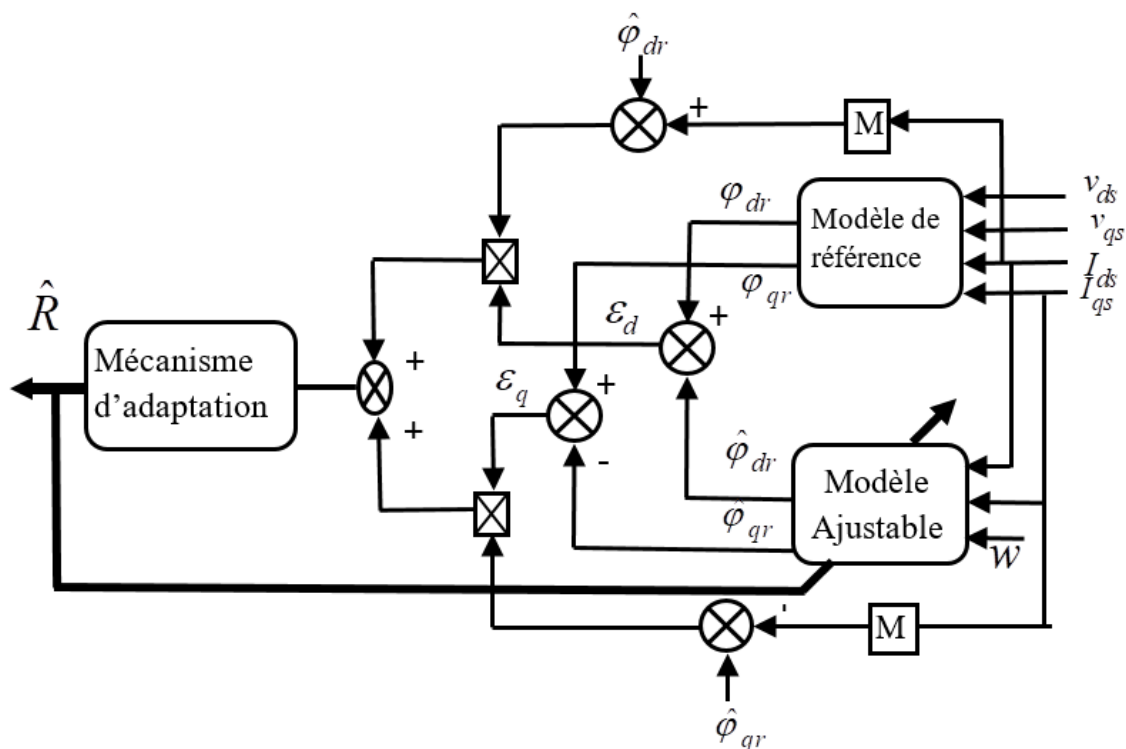


Figure.3.8. Schéma MRAS proposé pour l'estimation de la résistance rotorique

3.8.RÉSULTAT DE LA SIMULATION ET INTERPRÉTATION

La simulation de la génératrice asynchrone à double alimentation d'une puissance de 4 KW a été exécutée à l'aide du logiciel MATLAB, Les valeurs nominaux et les paramètres électriques et mécaniques nominaux du générateur sont fournis en ANNEXE , Les résultats de la simulation sont illustrés dans les figures qui suivent.

Dans cette étude, nous utilisons la commande vectorielle et le FTC suggéré pour évaluer les performances du GADA dans des conditions saines et défectueuses. La figure.3.9.c.d révèle le comportement du GADA dans des conditions saines lorsque la conception de la commande vectorielle est appliquée. On voit que les puissances active et réactive suivent sa référence. La figure.3.9.a.b montre que le courant quadratique du rotor (I_{qr}) et le courant direct du rotor (I_{dr}) suivent leurs valeurs de référence même en condition transitoire.

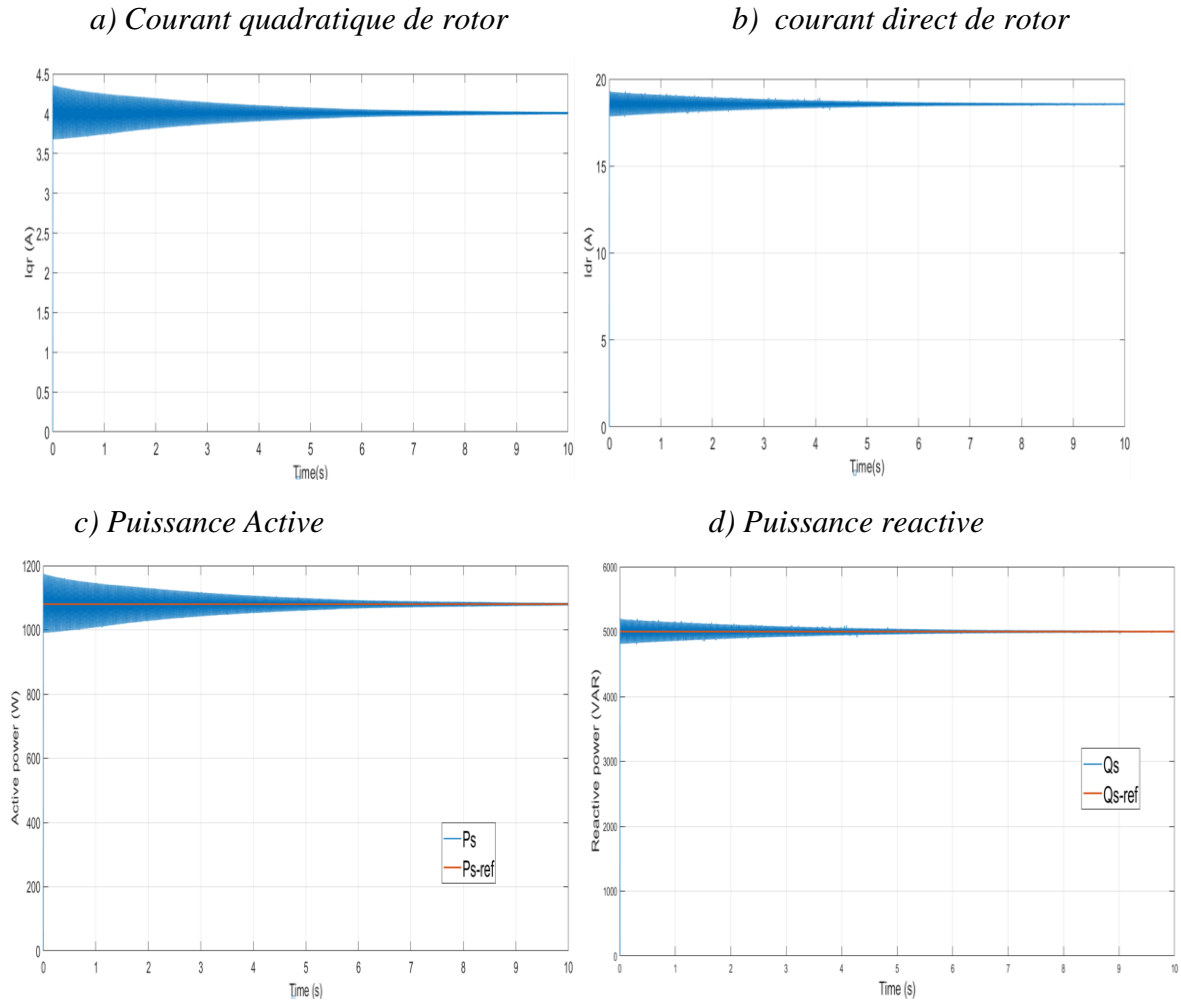


Figure.3.9. réponses de la GADA en absence de défaut basée sur la commande vectorielle

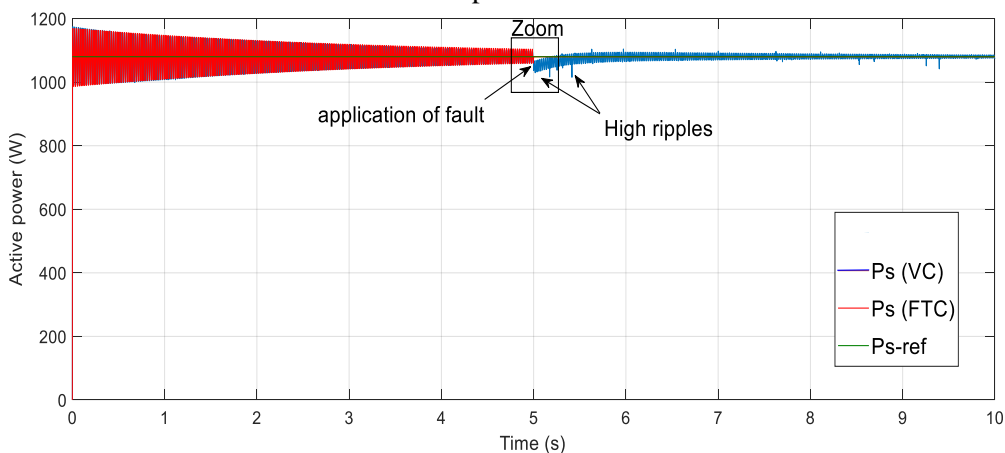
Pour démontrer l'efficacité et la robustesse du FTC suggéré, 100 % des valeurs nominales sont insérées dans les paramètres résistifs (une augmentation de 100 % de R_r). L'augmentation de la résistance est essentiellement liée à l'échauffement des bobinages de la machine, ce qui peut conduire à la défaillance du rotor.

Après l'apparition d'un défaut, l'algorithme FTC rétablit sa loi de contrôle quelques secondes après la persistance du défaut. Il est crucial de souligner que, afin d'assurer la protection du système, un seuil supérieur r_{sat} est défini en fonction des contraintes du système telles qu'une consommation d'énergie excessive et une génération de chaleur.

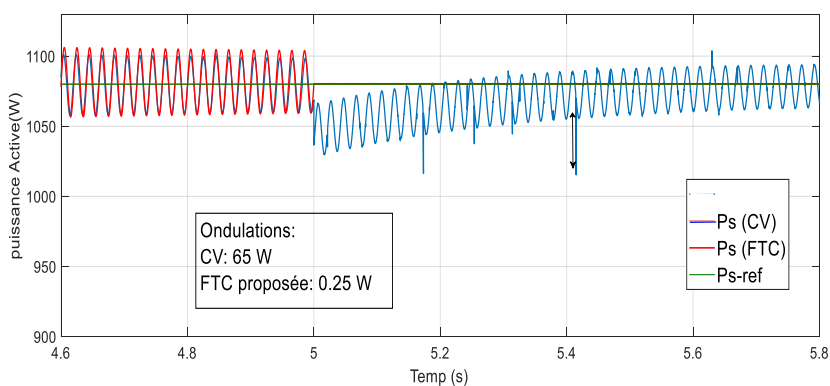
Ainsi, le mécanisme de contrôle robuste traitera efficacement le défaut. Par conséquent, il gèrera le défaut tant que $r_0 < \sup \|r\| < r_{sat}$. Quand r atteint la valeur de r_{sat} , un signal d'alerte est activé pour signaler un besoin de maintenance.

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

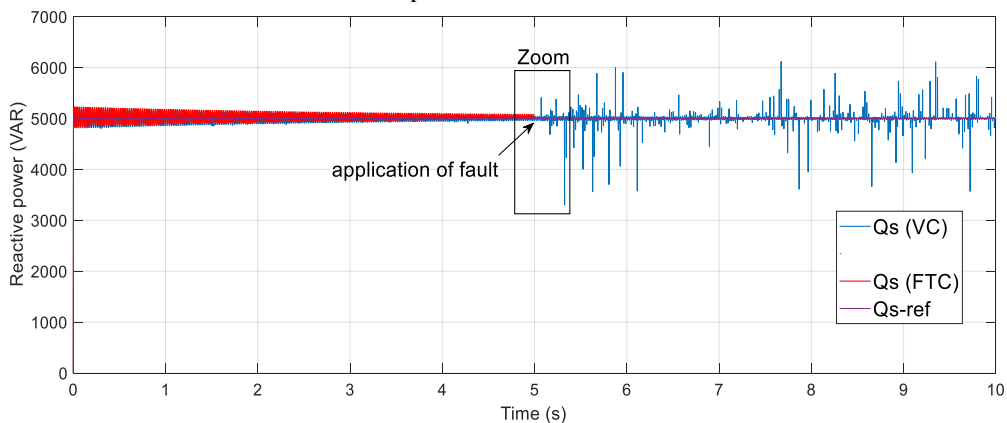
La puissance active



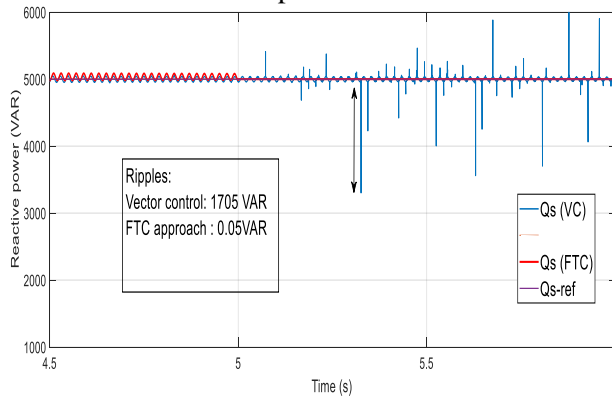
Zoom de la puissance active



La puissance reactive



Zoom de la puissance reactive



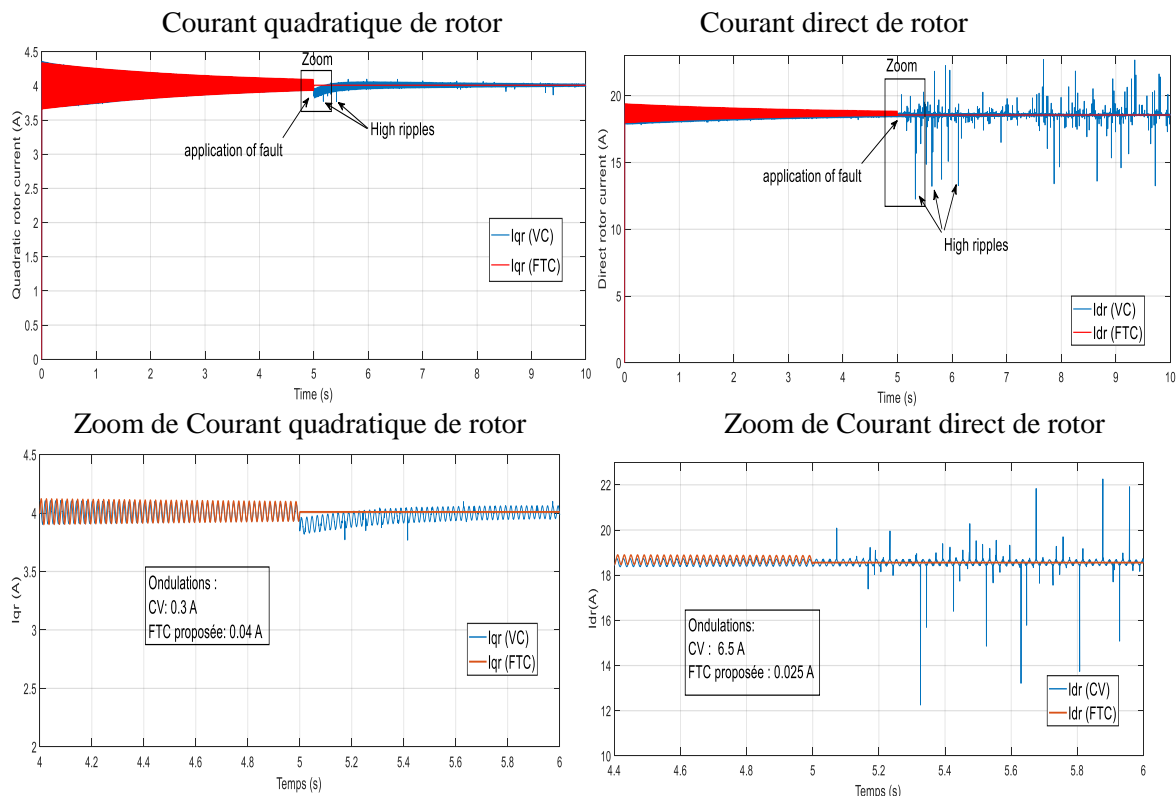


Figure.3.10. Les performances de la commande vectorielle et la nouvelle approche FTC lorsque le défaut du rotor s'applique.

Les simulations présentées dans la figure.3.10. illustrent les performances du GADA en cas de défaut. De fortes ondulations apparaissent dans les signaux de courant direct et quadratique du rotor, de puissance active et réactive lorsque le défaut se produit à $t = 5$ s. Cependant, en utilisant le FTC proposé, les ondulations disparaissent complètement dans les signaux de courant direct et quadratique du rotor :

- Les ondulations disparaissent complètement dans les signaux de puissance active et réactive.
- Les oscillations sont considérablement éliminées dans les signaux de courant direct et quadratique.

Caracteristiques	Commande vectorielle	Commande FTC	Reduction d'amélioration %
Ondulations de puissance active (W)	65	0.25	99.6
Ondulations de puissance reactive (VAR)	1705	0.05	99
Ondulations de I_{qr} (A)	0.3	0.04	86
Ondulations de I_{dr} (A)	6.5	0.025	99.6

Tableau 3.1 Résultats comparatifs entre le contrôle vectoriel et la FTC proposée

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

Le tableau 3.1 résume les évolutions fondamentales de la FTC proposée par rapport à la commande vectorielle conventionnelle, ce qui nous permet de faire les remarques suivantes:

- Les ondulations de la puissance active sont réduites de plus de 99.6% (65 W pour la commande vectorielle conventionnelle au lieu de 0.25 W pour la FTC proposée).
- Les ondulations de la puissance réactive sont réduites de plus de 99 % (1705 VAR pour la commande vectorielle au lieu de 0.05 VAR pour la FTC proposée).
- La réduction des ondulations quadratiques du courant rotorique est presque de plus de 86% (0,3 A pour la CV traditionnelle au lieu de 0.04 A pour la FTC suggérée).
- Les ondulations du signal de courant continu sont également éliminées avec la technique suggérée, par exemple, les ondulations du courant continu du rotor sont réduites jusqu'à 0.025 A.

En conclusion, les résultats de simulation indiquent que la FTC suggérée n'est pas impactée par le défaut rotorique. En revanche, la commande vectorielle se révèle incapable de gérer efficacement la génératrice. Ainsi, la commande FTC suggérée se distingue par son performance et son adaptabilité a des applications industrielles cruciales que la commande vectorielle conventionnelle.

3.9.Conclusion

Ce chapitre présente le développement d'une architecture de contrôle tolérante aux défauts pour un générateur à induction doublement alimenté (GADA) en utilisant un observateur MRAS. L'approche consiste à détecter les défauts dans le système en boucle fermée et à basculer des contrôleurs nominaux à des contrôleurs robustes spécialement conçus pour les conditions défectueuses. Pour obtenir des performances optimales, deux stratégies de contrôle ont été examinées : une stratégie de contrôle vectoriel conçue pour des conditions normales et une stratégie de contrôle robuste basée sur les modes de glissement proposée pour les conditions défectueuses. Les contrôleurs à mode glissant ont démontré un niveau d'engagement plus élevé pour préserver les performances de contrôle et la stabilité du GADA. Cette architecture de contrôle tolérante aux pannes offre une alternative pratique et puissante aux méthodes existantes, en particulier dans les situations où il est difficile de mettre en œuvre des processus efficaces de diagnostic des pannes. En résumé : les références de puissance active et réactive sont convenablement suivies après la détection du défaut, les oscillations présentes dans les courants rotorique (direct et quadratique) sont efficacement réduites. Les résultats obtenus démontrent que la FTC proposée est plus performante que la

CHAPITRE 03 : Commande FTC Active à base de projection

commande vectorielle traditionnelle pour gérer le mode dégradé de la GADA. La FTC suggérée est applicable à des contextes industriels sensibles, l'inconvénient de cette commande proposée est l'existence du phénomène de broutement après l'utilisation de la commande mode glissant. Dans cette optique, nous introduirons dans le prochain chapitre une approche FTC active basée sur l'ILC pour une GADA présentant des défauts au niveau du rotor et du stator.

Chapitre 04

Commande FTC active à base de ILC

4.1.INTRODUCTION

La loi de commande FTC Active à base de projection produit des résultats satisfaisants pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, dans le cas des systèmes non linéaires ou présentant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent se révéler insuffisantes en raison de leur manque de robustesse en cas de grands défauts statorique et rotorique. Malheureusement, elle est caractérisée par le phénomène de broutement (chattering). Il est donc nécessaire de recourir à des lois de commande plus robustes pour atténuer les ondulations résultant des grandes variations des paramètres ou de grands défauts statorique et rotorique.

Ce chapitre présente deux stratégies efficaces de contrôle actif tolérant aux pannes (AFTC) basées sur l'ILC pour l'amélioration de la qualité de puissance dans un générateur à induction à double alimentation et pour l'atténuation des ondulations créées par les défauts statoriques et rotoriques. La première combine la commande vectorielle avec le contrôleur d'apprentissage itératif (ILC), et la deuxième combine un contrôleur à mode glissant (SMC) avec un contrôleur d'apprentissage itératif (ILC). Ces stratégies sont adaptées aux applications industrielles de puissance en raison de son efficacité et de ses robustesses lors de situations de processus critiques, Dans ce domaine, de nombreux chercheurs ont été attirés par les techniques ILC dans des applications soumises à des perturbations périodiques continues. Cette technique est utilisée pour améliorer les performances de surveillance de machines fonctionnant de manière répétitive sur une durée définie. Il est bénéfique pour les problèmes dans lesquels un système doit suivre plusieurs types d'entrées face à un manque de fiabilité de la conception, de la modélisation ou à des perturbations répétées des entrées, Nous allons d'abord synthétiser la technique de ILC pour éliminer les défaut, ensuite nous analysons la stabilité et la robustesse de la commande vectorielle avec ILC et la commande SMC avec ILC qui permet de forcer la puissance active et réactive à suivre leurs références en présence de défaut rotorique et statorique. A la fin, Nous présentons les résultats de simulation générés par l'utilisation de ces deux commandes.

Les résultats de ce chapitre ont été présentées dans deux publications distinctes [95],[96].

4.2. Commande FTC basée sur ILC

4.2.1. Objectif de la commande

Notre objectif ici est d'élaborer une commande tolérante aux défauts active pour forcer la puissance active et réactive à suivre leurs références respectivement, en présence des termes $\Gamma_d(w)$ et $\Gamma_q(w)$ induits par les défauts rotoriques et statoriques.

4.2.2. Le Schéma d'ILC

Une méthode de contrôle d'apprentissage itératif est utilisée pour améliorer les performances de surveillance de machines fonctionnant de manière répétitive sur une durée définie. Elle est bénéfique pour les problèmes dans lesquels un système doit suivre plusieurs types d'entrées face à un manque de fiabilité de la conception, de la modélisation ou à des perturbations répétées des entrées, en guise de réponse aux non-linéarités du système. L'ILC conserve les informations de sortie et d'erreur précédentes sous forme de mémoire, ainsi qu'un algorithme de correction d'erreurs [94],[95],[97].

Dans le domaine temporel, le schéma ILC proposé est illustré à la figure 3.8, avec la loi d'apprentissage suivante :

$$u_{i+1}(t) = (1 - \alpha)u_i(t) + \Phi e_i(t) + \Gamma e_{i+1}(t) \tag{3.50}$$

Avec :

$u_i(t)$ est le signal de commande généré par ILC, $i = 1, 2, 3...$ est le numéro d'itération, $e_i(t)$ est le signal d'erreur de puissance active avec $p_s^*(t) - p_s(t)$, α est le facteur oubli, Γ and Φ sont les gains de rétroaction du cycle précédent et du cycle actuel, respectivement. (Voir [116]-[117] pour plus d'informations sur la détermination des gains d'apprentissage Φ et Γ).

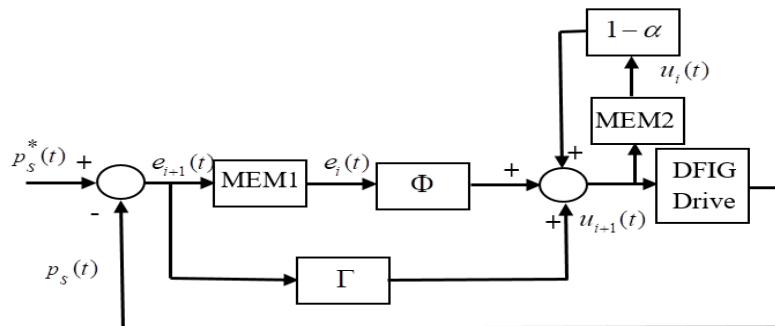


Figure.4.1. Schéma fonctionnel de l'approche ILC appliquée dans le domaine temporel.

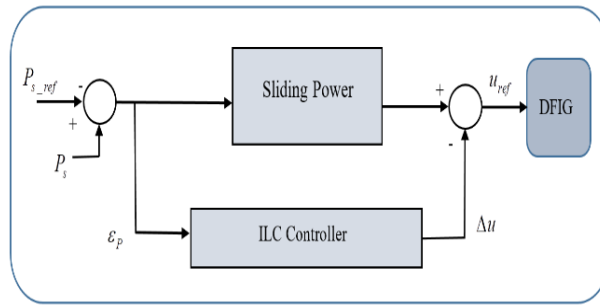


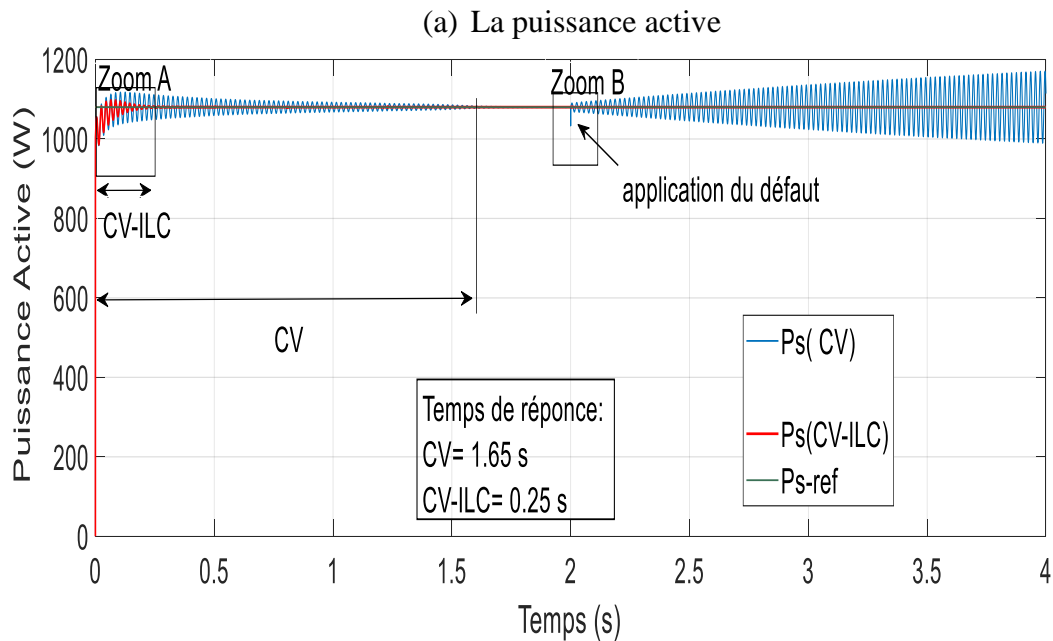
Figure.4.2. Schéma fonctionnel global du système et de la stratégie de contrôle proposée

4.3.Résultats de simulation

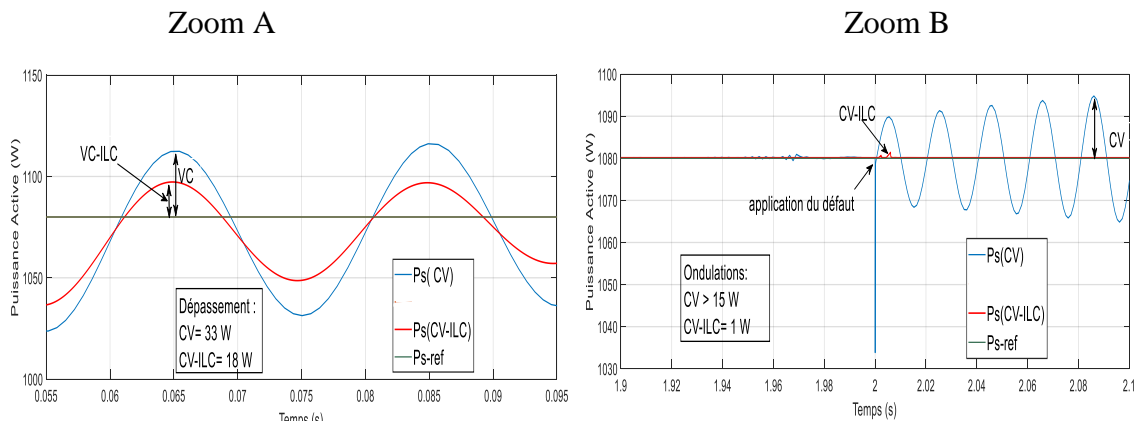
Pour évaluer la performance et la robustesse de la FTC proposée en comparaison avec les commandes traditionnelles en présence de défauts, un dysfonctionnement statorique et rotorique a été inséré dans la GADA afin de comparer les réponses des deux systèmes de commande.

4.3.1. Simulations numériques (Cas d'une commande vectorielle avec ILC):

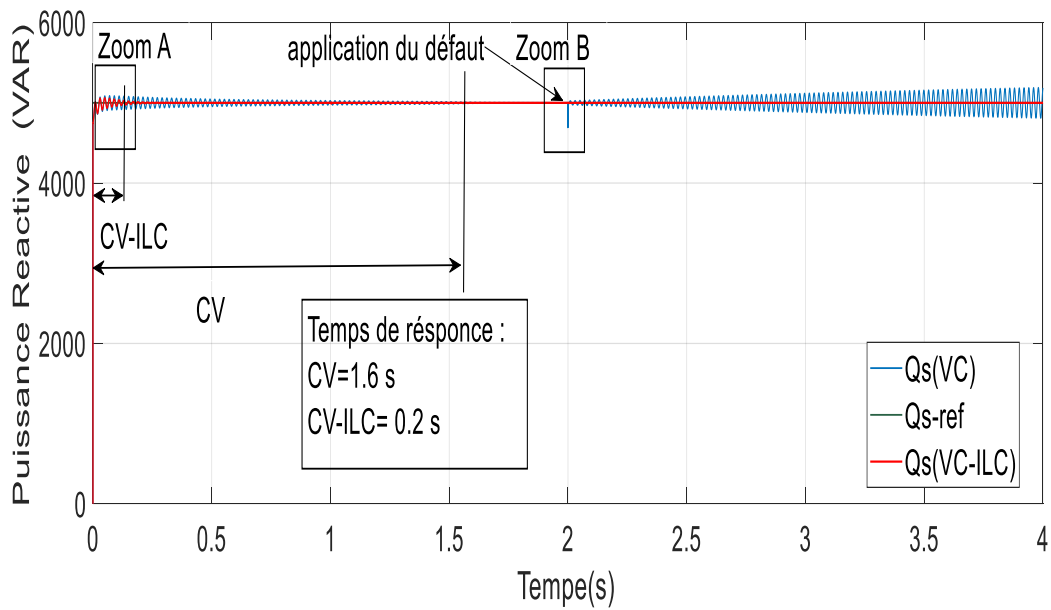
Le premier test a pour objectif d'évaluer la performance de la CV-ILC en termes de suivi de la puissance active et reactive avec un défaut statorique et rotorique à l'instant $t= 2s$. Comme le montre la figure 4.3.



(b) Zoom de puissance active



(c) Puissance reactive



(d) Zoom de puissance reactive

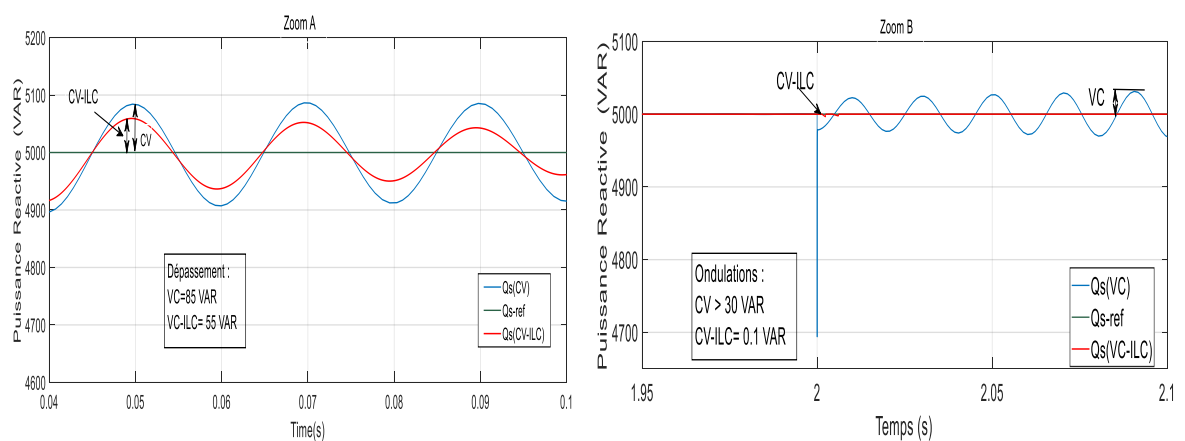


Figure 4.3. Signaux de puissance active et reactive avec CV et contrôleur CV-ILC proposé en état défectueux

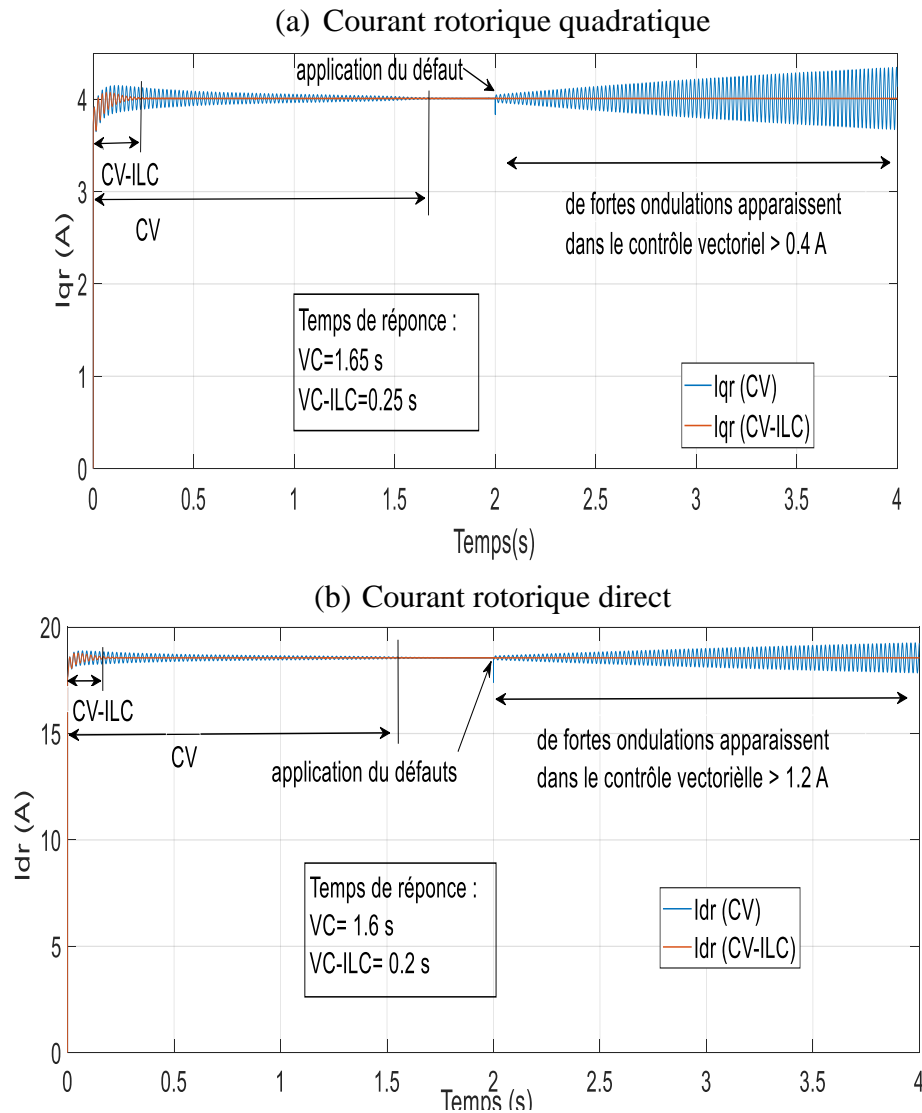


Figure 4.4 Signaux des courant rotorique directs et quadratiques avec CV et CV-ILC proposé dans des conditions défectueuses

En observant les figures 4.3 et le tableau 4.1, qui présentent les résultats de puissance active et réactive, ainsi que les signaux des courants direct et quadratique du rotor avec la CV traditionnelle et la CV-ILC proposée dans des conditions de défaillance, nous remarquons que:

- Le temps de réponse de la puissance active est réduit de plus de 84 % (1,65 s pour le CV classique au lieu de 0,25 s pour le CV-ILC proposée). Il est évident que le nouveau contrôleur FTC (CV-ILC) améliore la réponse temporelle de la puissance active comme indiqué sur la figure 4.3 (a).

CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC

- Le dépassement de la puissance active est réduit de plus de 45 % (33 W pour la CV classique contre 18 W pour la CV-ILC proposée) (voir le zoom A de la puissance active présenté à la figure 4.3 (b)).
- Les ondulations de la puissance active diminuent de 15 W à 1 W lorsque l'approche suggérée (CV-ILC) est utilisée, comme illustré dans la figure 4.3 (c).

Performance		VC	VC-ILC	Amélioration %
P_s	Ondulations (W)	>15	01	93
	Temp de reponce (s)	1.65	0.25	84
	Dépassement (W)	33	18	45
Q_s	Ondulations (VAR)	>30	0.1	99
	Temp de reponce (s)	1.6	0.2	87.5
	Dépassement (VAR)	85	55	35
I_{d_r}	Ondulations (A)	>1.2	0.1	91
	Temp de reponce (s)	1.6	0.2	87.5
I_{q_r}	Ondulations (A)	>0.4	0.05	87.5
	Temp de reponce (s)	1.65	0.25	84

Tableau.4.1 Comparaison entre CV et CV-ILC du GADA.

- Le temps de réponse de la puissance réactive est amélioré de plus de 87,5 % (0,2 s pour la CV-ILC suggérée au lieu de 1,6 s pour la CV classique), comme illustré dans la figure 4.3 (a).
- Le dépassement de la puissance réactive est réduit de plus de 35 % (85 VAR pour la CV classique contre 55 VAR pour la CV-ILC suggérée) (voir le zoom A de la puissance réactive présenté à la figure 4.3 (b)).
- Les ondulations de la puissance réactive sont réduites de 30 VAR à 0,1 VAR lorsque l'approche suggérée (CV-ILC) est utilisée, comme décrit dans la figure 4.3 (b). La FTC suggérée présente une dynamique améliorée, minimisant considérablement les ondulations et les dépassements de puissance active et réactive. Grâce à ces caractéristiques, le nouvel algorithme convient aux applications nécessitant des performances spécialisées.
- Les ondulations du courant rotorique direct sont minimisées de 1,2 A à 0,1 A en utilisant l'amélioration suggérée (CV-ILC), soit une réduction de 91 % (voir la figure 4.4(b))

- Le temps de réponse du courant rotorique direct est réduit de plus de 87,5 % (1,6 A pour la CV conventionnelle contre 0,2 A pour la CV-ILC proposée) (voir la figure 4.4(b))
- Le temps de réponse (s) du courant rotorique quadratique est amélioré de plus de 84 % (1,65 s pour la CV conventionnel au lieu de 0,25 s pour la CV-ILC proposée), comme le montre la figure 4.4(a).
- Les ondulations du courant quadratique du rotor sont réduites de plus de 87,5 % (0,4 VAR pour la CV conventionnelle au lieu de 0,05 VAR pour la CV-ILC proposée) (voir la figure 4.4(a))

4.3.2. Test de robustesse

Afin d'évaluer la robustesse de l'approche de contrôle proposée, les valeurs des inductances M , L_r et L_s sont multipliées par 0,5, tandis que la valeur de R_s et R_r est multipliée par 2. La figure 4.12 montre les effets de la variation paramétrique sur les réponses en puissance active et réactive pour les contrôleurs CV et CV-ILC.

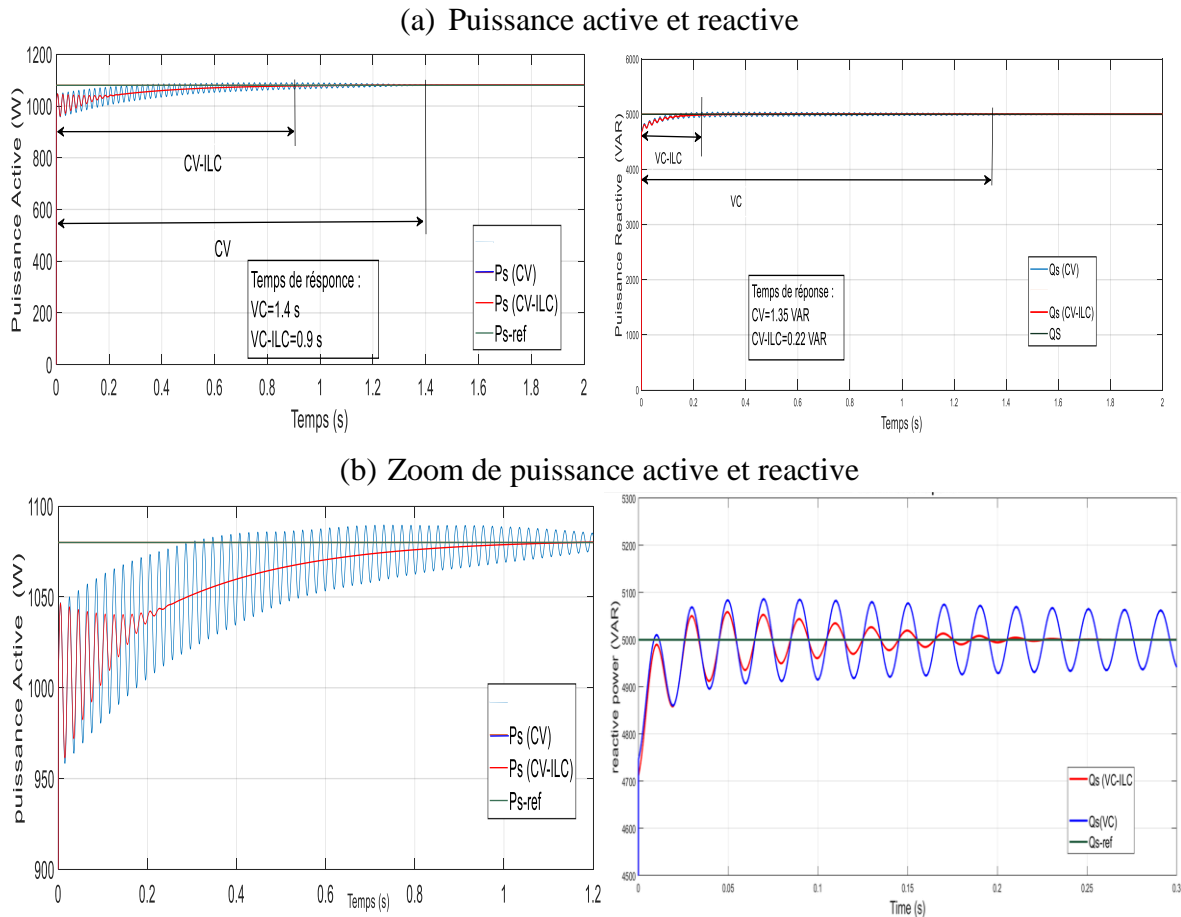


Figure. 4.5. Comportement de puissance active et réactive utilisant le contrôle VC et VC-ILC avec variation paramétrique

CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC

En nous basant sur la figure 4.5 et le tableau 4.2, nous remarquons que ces modifications ont une influence évidente sur les courbes de puissance active et réactive, et l'effet semble être plus notable pour la commande CV que pour la méthode CV-ILC.

On peut donc conclure que la CV-ILC proposée est plus robuste que la CV conventionnelle.

Performance		CV	CV-ILC	Amélioration %
P_s	Temps de réponse (s)	1.4	0.9	35
Q_s	Temps de réponse (s)	1.35	0.22	83

Tableau .4.2. Résultats comparatifs entre CV et CV-ILC avec variation des paramètres

Le tableau 4.2 résume l'amélioration majeure du CV-ILC suggéré par rapport au CV classique avec variation des paramètres ($R_s \times 2$, $R_r \times 2$, $L_r \times 0,5$, $L_m \times 0,5$, $L_s \times 0,5$).

- Le temps de réponse de la puissance active (s) est réduit de 1,4s à 0,9s en utilisant la commande vectorielle (CV) classique par rapport à la CV-ILC suggérée, ce qui représente une amélioration de 35 %, comme le montrent les figures 4.5.
- Le temps de réponse (en secondes) de la puissance réactive est réduit de plus de 83 % (passant de 1,35s avec la commande vectorielle conventionnelle à 0,22s avec la CV-ILC proposée) (voir figure 4.5).

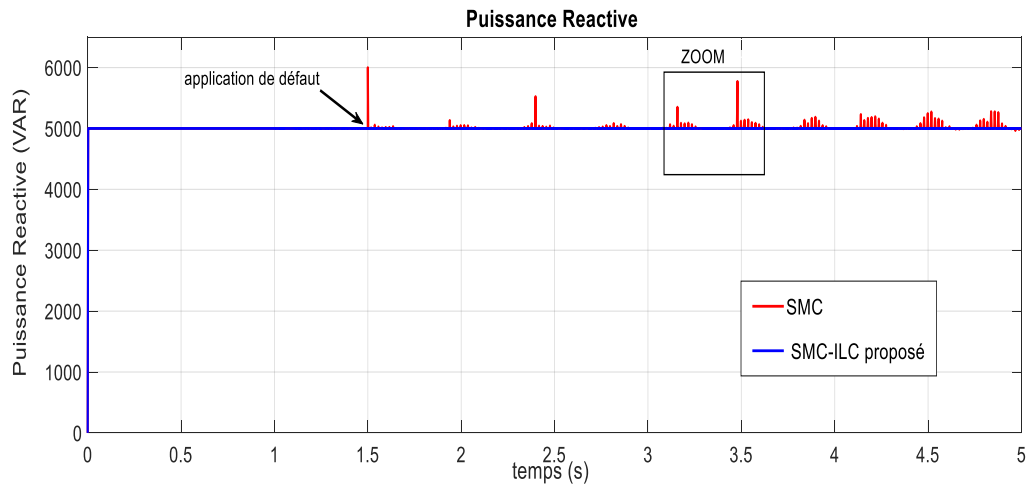
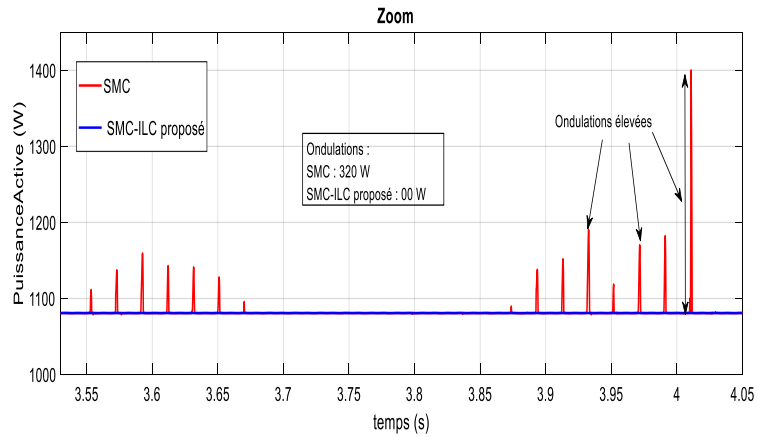
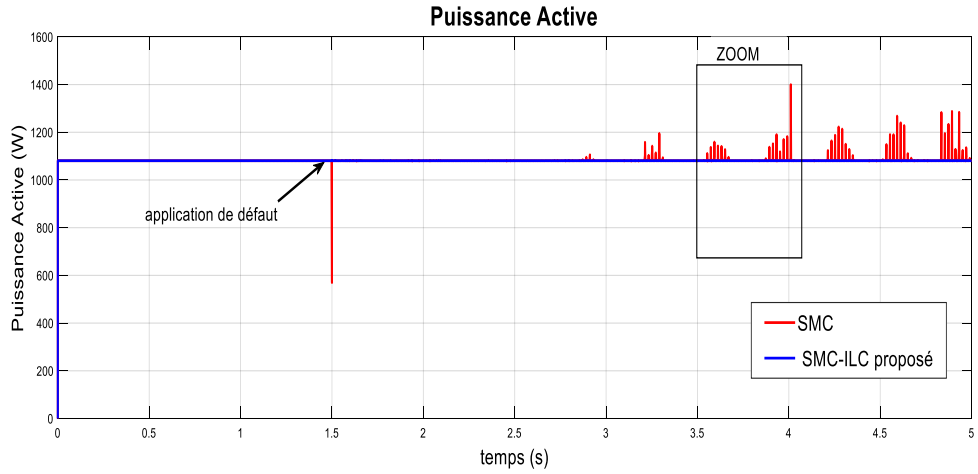
A travers les résultats de simulation présentés dans les figures 4.3, 4.4, 4.5 et les tableaux 4.1, 4.2, notre travail se distingue principalement par :

- Diminution de l'ondulation et du dépassement de la puissance active et réactive ;
- Optimisation du temps de réponse de la puissance active et réactive ;
- Robustesse de la technique CV-ILC pour assurer le suivi de la puissance active et réactive par rapport à ses références.

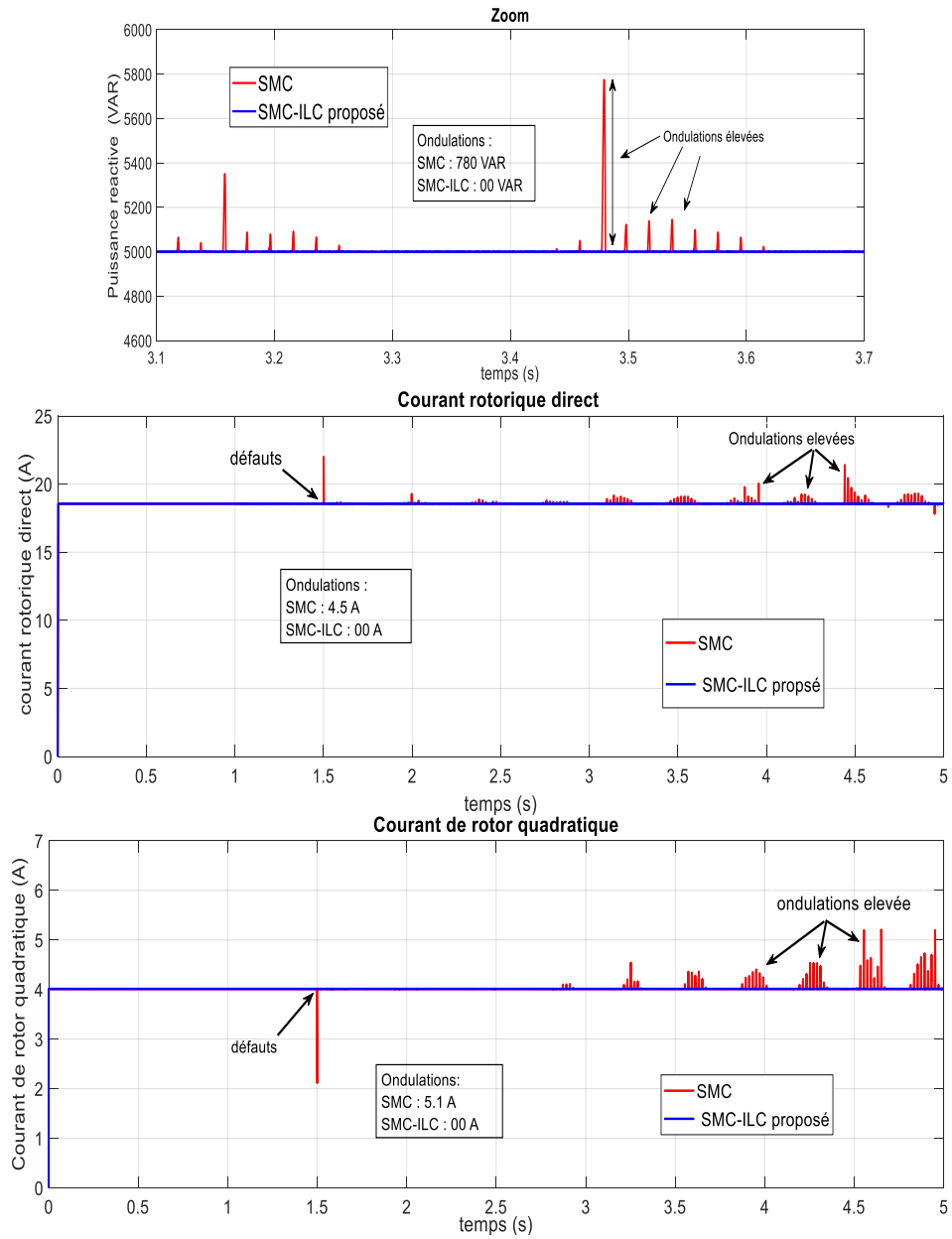
4.3.3. Simulations numériques (Cas d'une commande mode glissant avec ILC) :

Le deuxième test vise à évaluer la performance de la commande SMC-ILC en cas d'existence d'un défaut statorique et rotorique survenant à l'instant $t = 1.5$ s. La figure.4.6 montre l'efficacité du contrôle FTC proposé (SMC-ILC) par rapport au SMC traditionnel avec différents modes de fonctionnement, notamment en fonctionnement post-défaut.

CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC



CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC



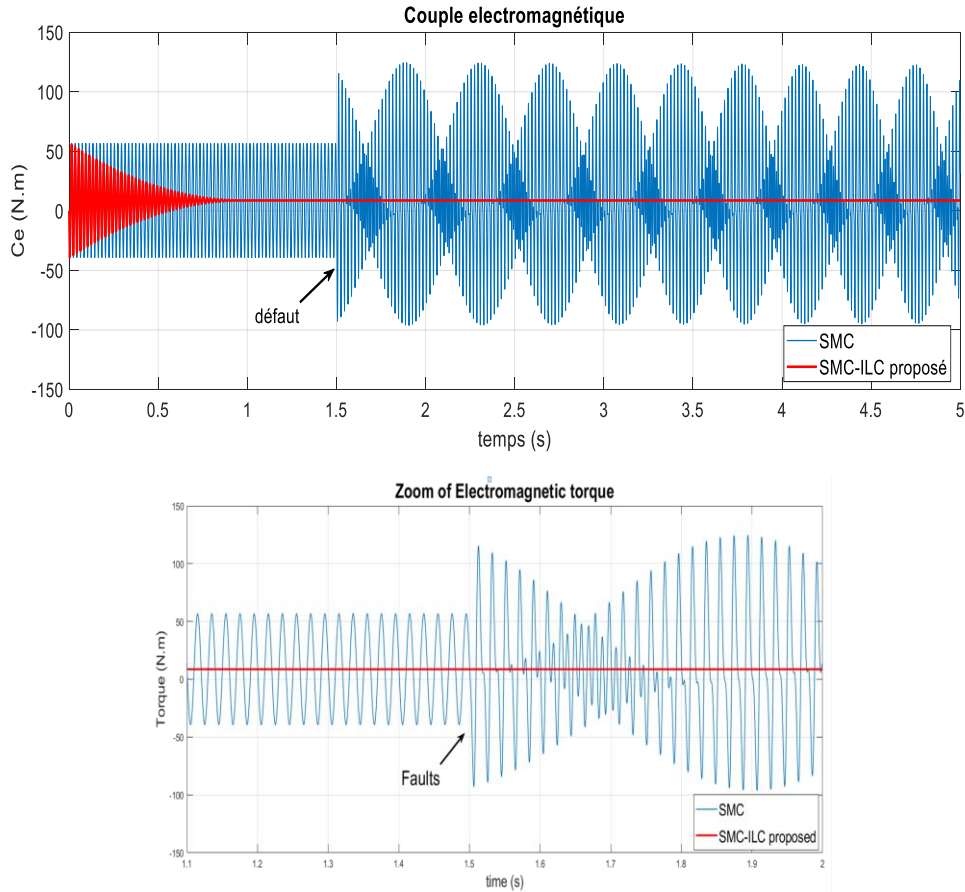


Figure.4.6. Performances du SMC et du SMC-ILC en cas de défaut

En se référant à la Figure 4.6 et au Tableau 4.3, illustrant les performances du SMC traditionnel et du SMC-ILC proposé dans des conditions défectueuses, nous remarquons que:

- Les ondulations ont presque disparu dans les signaux de puissance active et réactive avec le SMC-ILC proposé, comparativement au SMC classique dans lequel les ondulations atteignent jusqu'à 300 W en puissance active et 700 VAR en puissance réactive.

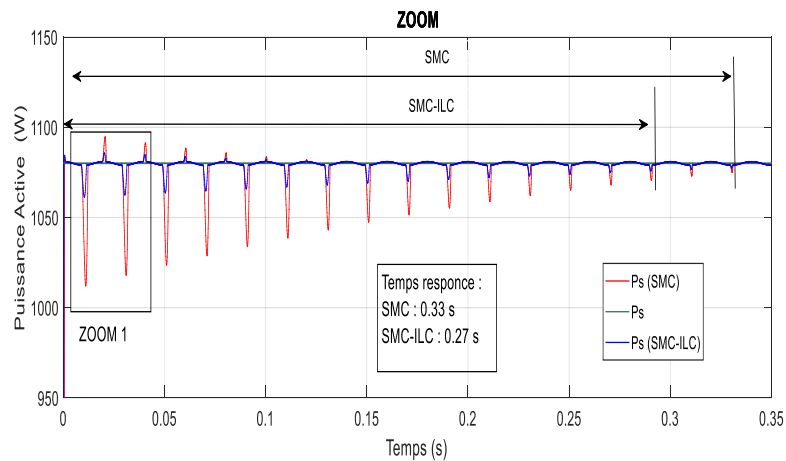
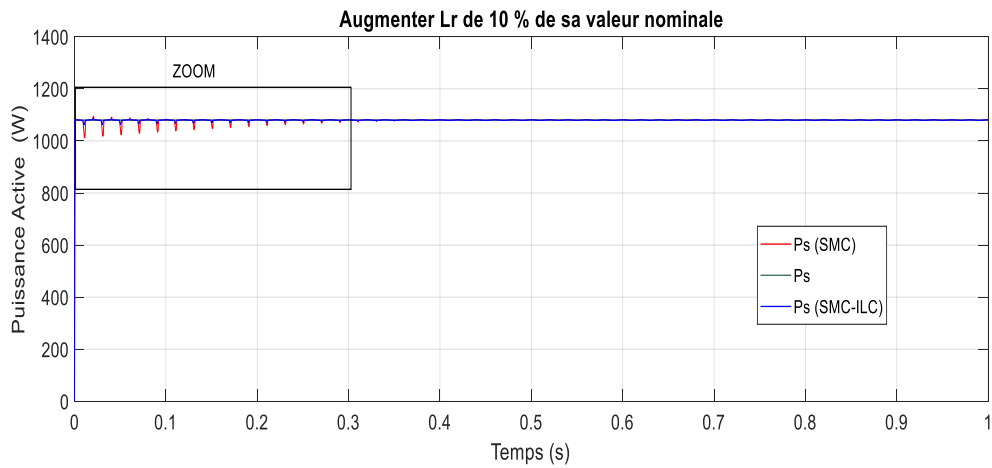
Performance	SMC	SMC-ILC
Ondulations de la puissance active (W)	>300	Disparaître
Ondulations de la puissance reactive (VAR)	>700	Disparaître
Ondulations de I_{dr} (A)	> 4.5	Disparaître
Ondulations de I_{qr} (A)	>5.1	Disparaître

Tableau 4.3. Résultats comparatifs entre SMC et SMC-ILC lorsque le défaut se produit

- Les ondulations du signal de courant continu et quadratique sont également éliminées avec la technique suggérée ; par exemple, les ondulations du courant rotorique direct ont atteint 4,5 A et celles du courant quadratique du rotor ont dépassé 5,1 A.
- Le temps de réponse et le dépassement du couple électromagnétique sont davantage améliorés par le contrôleur SMC-ILC proposé que par le SMC conventionnel.

4.3.4. Test de robustesse

Afin de tester la robustesse des schémas de contrôle proposés, la valeur de l'inductance du rotor L_r est augmentée de 10 % et 20 % par rapport à leur valeur nominale. Les Figures 4.14 et 4.15 montrent les effets de la variation paramétrique sur les puissances active et réactive pour les contrôleurs SMC et SMC-ILC.



CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC

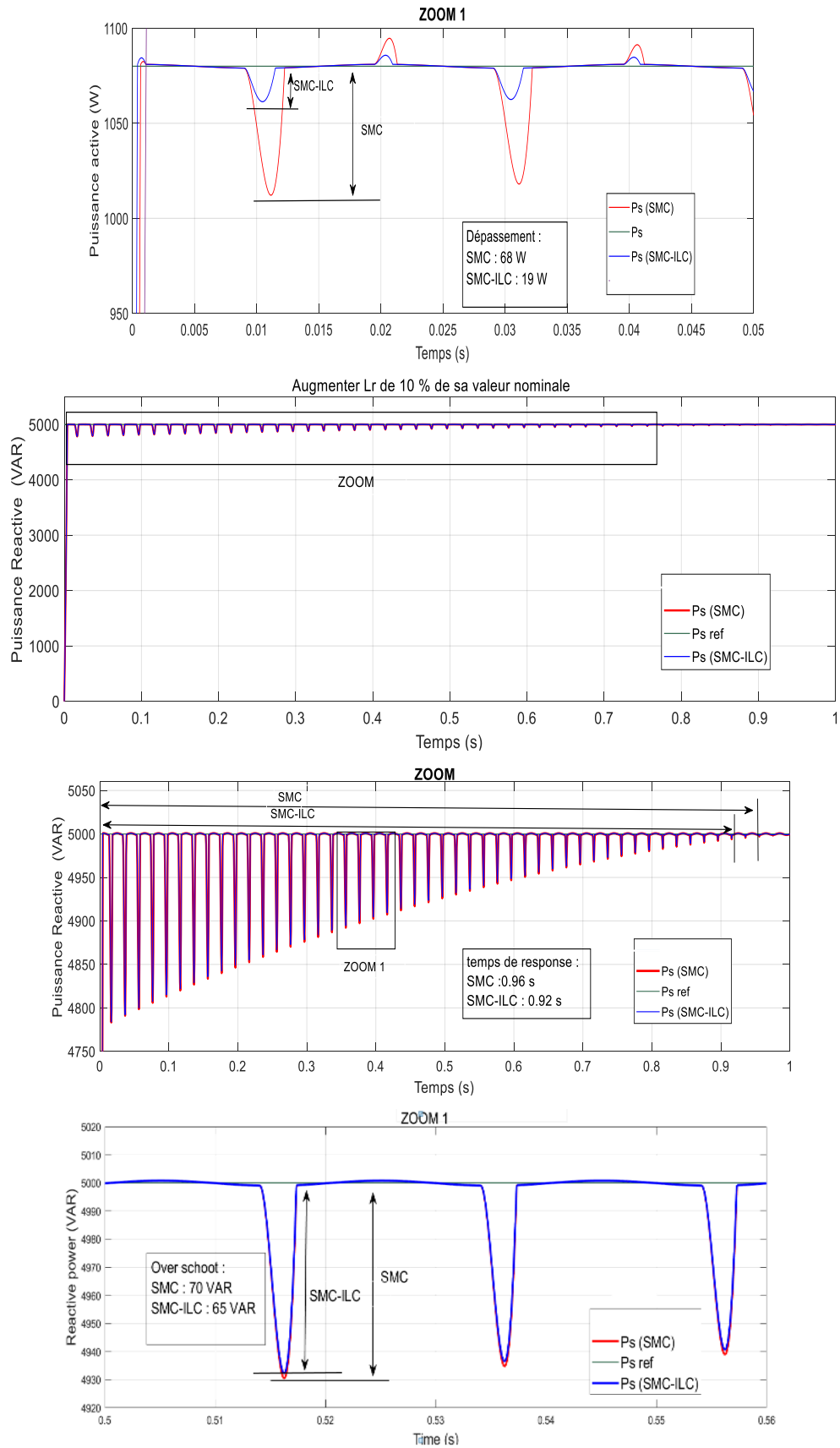


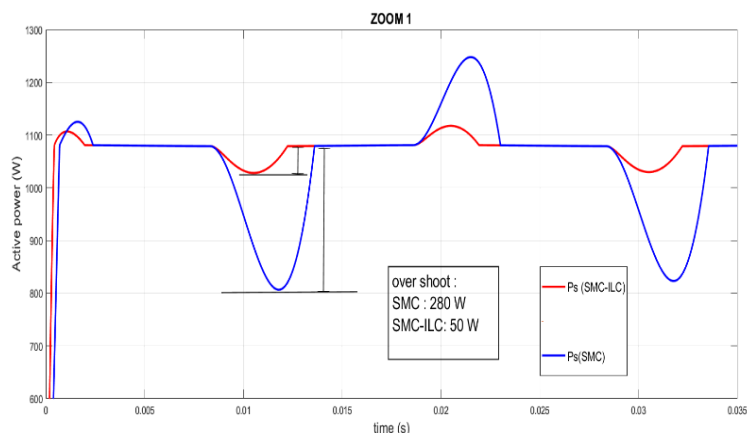
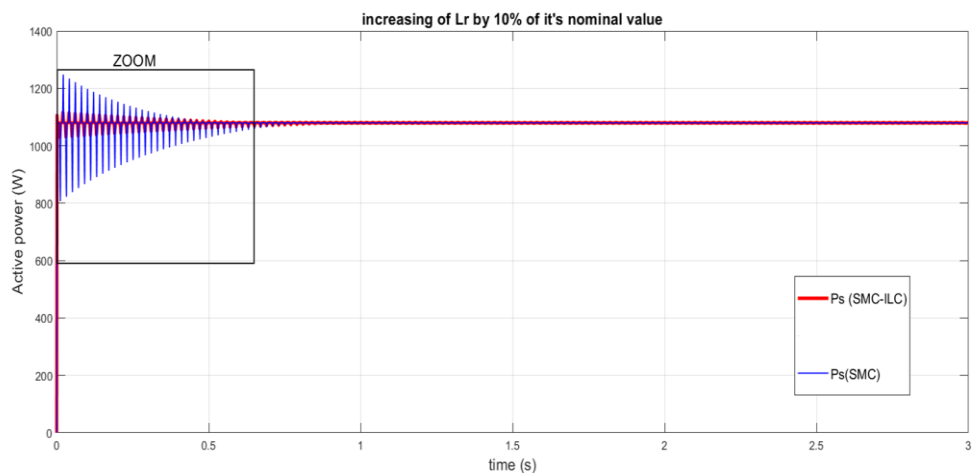
Figure.4.7. Comportement de puissance active et réactive en utilisant les contrôleurs SMC et SMC-ILC avec une variation de 10 % de Lr

CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC

Les figures.4.7, 4.8 et le tableau.4.4 résument la principale amélioration du SMC-ILC proposé par rapport au SMC conventionnel face à la variation de l'inductance du rotor L_r . On peut remarquer que :

Dans le premier cas (lorsque L_r augmente de 10% de sa valeur nominale) :

- Le temps de réponse de la puissance active est réduit de 0,33 en utilisant le SMC-ILC proposé s à 0,27 s avec le SMC conventionnel, marquant ainsi une amélioration de 18 %.
- Le dépassement de puissance active est réduit de plus de 72 % (passant de 68 W pour un SMC conventionnel à 19 W pour le SMC-ILC proposé).
- Le temps de réponse de la puissance réactive est réduit de 0,96 s en utilisant le SMC-ILC proposé à 0,92 s pour les SMC conventionnels.
- Le dépassement de puissance réactive est réduit de plus de 7 % (passant de 70 VAR pour le SMC conventionnel à 65 VAR pour le SMC-ILC proposé).



CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC

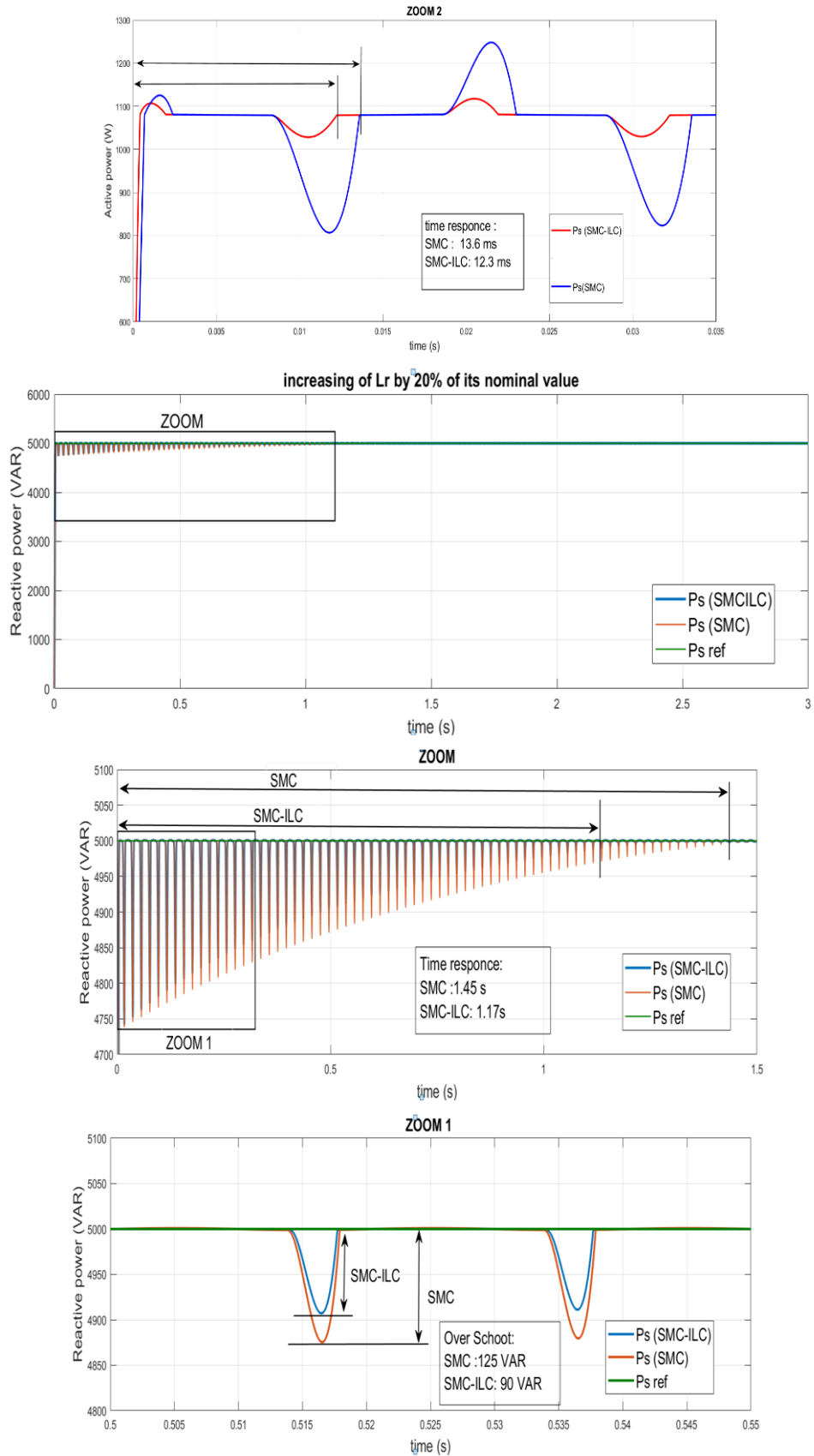


Figure.4.8. Comportement de puissance active et réactive en utilisant les contrôleurs SMC et SMC-ILC avec une variation de 20 % de L_r

CHAPITRE 04 : commande FTC active à base de ILC

Performance		Variation de Lr (10% de la valeur nominale)			Variation de Lr (20% de la valeur nominale)		
		SMC	SMC-ILC	Amélioration %	SMC	SMC-ILC	Amélioration %
P _s	Temps de réponse (s)	0.33	0.27	18	13.6	12.3	9.5
	Dépassement (W)	68	19	72	280	50	82
Q _s	Temps de réponse (s)	0.96	0.92	04	1.45	1.17	19.3
	Dépassement (VAR)	70	65	07	125	90	28

Tableau.4.4. Résultats comparatifs entre SMC et SMC-ILC avec variation Lr

Dans le deuxième cas (lorsque le Lr augmente de 20 % de sa valeur nominale) :

- Le temps de réponse de la puissance active est réduit de plus de 9,5 % (12,3 s pour le SMC-ILC proposé au lieu de 13,6 s pour le SMC conventionnel).
- Le dépassement de la puissance active est réduit de plus de 82 % (passant de 280 W pour le SMC à 50 W pour le SMC-ILC proposé).
- Le temps de réponse de la puissance réactive est réduit de plus de 19,3 %, passant de 1,45 s avec le SMC conventionnel à 1,17 s avec le SMC-ILC proposé.
- Le dépassement de la puissance réactive est réduit de plus de 28 %, passant de 125 VAR avec le SMC conventionnel à 90 VAR avec le SMC-ILC proposé.

À partir des figures.4.6, 4.7, 4.8 et les tableaux 4.3, 4.4, les contributions significatives de ce travail sont :

1. L'optimisation du temps de réponse,
2. La diminution de l'ondulation et du dépassement,
3. la capacité du SMC-ILC proposé à compenser les défauts.

Par conséquent, le SMC-ILC proposé assure une réponse améliorée avec un suivi précis de la référence, presque comme dans le cas d'une opération saine.

4.4.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré l'élaboration d'une nouvelle technique de commande active tolérante aux défauts (AFTC) consacrée à la GADA. Nous avons ainsi développé deux approches de commande pour la GADA basées sur l'ILC. Premièrement, nous avons proposé une approche de contrôle tolérant aux pannes basée sur la combinaison entre le contrôle vectoriel (VC) et le contrôleur d'apprentissage itératif (ILC) pour un générateur à induction à double alimentation afin de compenser l'effet des défauts. La technique proposée est conçue pour rendre la DFIG tolérante aux pannes imprévues. Cette technique semble être un choix efficace pour améliorer la qualité de l'énergie. Les principales

contributions de cette étude sont la diminution de l'ondulation et du dépassement, ainsi que l'amélioration du temps de réponse, de plus la capacité du FTC proposé (VC-ILC) à compenser les défauts. Deuxièmement nous avons élaborés un contrôle de mode glissant (SMC) basée sur un contrôle d'apprentissage itératif (ILC) pour le générateur à induction à double alimentation. Le FTC proposé (SMC-ILC) repose sur la combinaison d'un contrôleur de mode glissant (SMC) avec un contrôleur d'apprentissage itératif (ILC) visant à éliminer l'impact des défauts statoriques et rotoriques. Le contrôle d'apprentissage est intuitivement un choix optimal pour minimiser les ondulations de puissance. De plus, le système ne requiert aucune information précise sur les paramètres du moteur, car il peut être associé à n'importe quel contrôleur en raison de la simplicité du processus de mise en œuvre lorsque qu'un défaut est présent. Les résultats des simulations, illustrés dans les figures et les tableaux précédents, démontrent l'amélioration de la qualité de puissance, de l'efficacité, et de la robustesse élevée de l'AFTC proposé par rapport aux commandes conventionnelles. En conclusion, l'efficacité élevée et la robustesse de l'approche suggérée peuvent être bénéfiques pour une mise en œuvre industrielle, où la qualité de puissance est une préoccupation majeure et les conditions de fonctionnement sont critiques.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les travaux menés dans cette thèse portent sur le contrôle tolérant aux défauts (FTC) du GADA. Notre objectif était d'exposer diverses méthodes de contrôle active afin d'optimiser les performances du générateur en cas de dysfonctionnement, assurant ainsi le fonctionnement continu de tous les systèmes d'entraînement électrique utilisant le GADA. Ces techniques proposées reposent sur la combinaison d'un contrôleur d'apprentissage itératif (ILC) avec des méthodes de contrôle classiques (telles que la commande vectorielle ou la commande par mode glissant) sous des défauts statoriques et rotoriques. Ces approches sont avantageuses pour les mises en œuvre de puissance industrielle en raison de leur efficacité et de leur robustesse dans des scénarios de processus critiques.

Le premier chapitre concerne les conceptions relatives au diagnostic des défauts et au développement de stratégies de contrôle tolérant aux pannes. Ensuite, nous avons abordé la classification des différents types de défauts et leurs méthodes de diagnostic. Enfin, nous avons présenté la commande FTC et leurs catégories : le premier est appelé le contrôle passif et le deuxième est appelé contrôle actif. L'approche passive consiste à créer un contrôleur robuste permettant de compenser des défauts spécifiques à l'aide de régulateurs fixes. Ce type de contrôle ne nécessite ni module de diagnostic ni reconfiguration du contrôleur. En revanche, le contrôle actif s'appuie sur un système de diagnostic pour la détection des défauts.

Dans le chapitre deux, nous nous sommes concentrés sur la modélisation du générateur asynchrone à double alimentation, en considérant à la fois des conditions sans défaut et des conditions défectueuses. Après avoir examiné les défauts courants pouvant survenir dans les générateurs asynchrones, nous avons créé deux modèles de défauts pour cette machine. Le premier modèle traite des défauts du rotor, tels que la rupture des barres, entraînant des modifications de la résistance du rotor. La modélisation de ces variations permet d'établir un modèle des défauts du rotor. Le deuxième modèle traite des défauts du rotor et du stator, qui entraînent des harmoniques dans la puissance du stator. Ce modèle est dérivé en représentant les harmoniques comme un exosystème.

Dans le troisième chapitre, nous avons introduit une nouvelle méthode visant à résoudre le problème de la détection et de la reconstruction des défauts. De plus, nous avons présenté une stratégie de contrôle tolérant aux défauts (AFTC) basée sur un estimateur. Cette recherche permet de développer un algorithme capable de diagnostiquer la présence d'un

CONCLUSION GENERALE

défaut dans un système en boucle fermée et de basculer entre une approche de contrôle nominal (contrôle vectoriel) et une approche de contrôle robuste (contrôle en mode glissant) conçue pour les conditions de défaut. La commande vectorielle ne peut pas gérer efficacement les effets des défauts, ce qui peut conduire à une dégradation progressive du système. Par conséquent, nous proposons un contrôle en mode glissant lorsque des défauts surviennent pour garantir un fonctionnement sans ondulation. De plus, le système adaptatif de référence du modèle (MRAS) est utilisé pour analyser la dynamique du vecteur résiduel (erreur d'estimation). Cela sert d'indicateur pour déterminer quelle loi de commande doit être utilisée pour un défaut particulier. Cette approche offre un avantage significatif en termes de compensation des effets des défauts. L'efficacité de cette stratégie de contrôle sera démontrée à travers des tests de robustesse menés dans différents modes de fonctionnement, sains et défectueux. Cependant, en pratique, la SMC a un inconvénient majeur, à savoir le phénomène de chattering, qui dégrade les performances de la génératrice utilisée. Par conséquent, notre évaluation a conduit à la conclusion que l'utilisation de l'AFTC basé sur la projection pour un générateur à double alimentation confronté à des défauts de stator et/ou de rotor ne fournit pas la précision de contrôle souhaitée. En raison de l'insuffisance des performances dynamiques de l'AFTC basé sur la projection, nous avons créé une alternative, impliquant des algorithmes de contrôle plus robustes.

Le chapitre quatre se concentre sur le développement d'une nouvelle stratégie de contrôle actif tolérant aux défauts basée sur l'ILC. Tout d'abord, nous avons introduit une nouvelle approche qui applique le contrôleur ILC en conjonction avec le contrôle vectoriel pour une GADA afin de diminuer l'effet de défauts. Dans une deuxième phase, nous avons combiné le contrôle par mode glissant avec une nouvelle technique de contrôle par apprentissage itératif pour compenser l'effet des défauts, en ajustant la puissance active et réactive aux références souhaitées. Les méthodes de contrôle conventionnelles (CV et SMC) sont incapables de gérer les effets des défauts, ce qui peut conduire à une dégradation progressive du système. En cas de perturbations importantes, le signal de commande d'entrée du contrôleur classique est progressivement ajusté par le compensateur d'harmoniques ILC pour rejeter efficacement les harmoniques perturbatrices.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Muhammad Shahzad Nazir et al, "Improving the Performance of Doubly Fed Induction Generator Using Fault Tolerant Control—A Hierarchical Approach", *Appl. Sci*, vol10 (2020), pp924
- [2] Samir ABDELMALEK et al, "An advanced robust fault-tolerant tracking control for a doubly fed induction generator with actuator faults", *Turk J Elec Eng & Comp Sci*, vol25 (2017), pp 1346 – 1357
- [3] Li-Ying Hao et al" Robust fault tolerant control based on sliding mode method for uncertain linear systems with quantization", *ISA Transactions*,2013
- [4] Noureddine Layadi et al. "Backstepping Fault Tolerant Control for Double Star Induction Machine under Broken Rotor Bars" *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, vol13 (2019) (3), pp60-68.
- [5] Prashant. M et al." Fault-tolerant process control methods and applications". London: Springer-Verlag, 2013.
- [6] R. Nikoukhah , S.L. Campbell and K. Drakec," An active approach for detection of incipient faults", *International Journal of Systems Science*, Vol. 41, No. 2, February 2010, 241–257
- [7] Vas P. (1990). *Vector control of AC machines*, Oxford University Press, 1990.
- [8] Edwards C, Spurgeon S. *Sliding mode control: Theory and applications*. Taylor & Francis. London, 1998.
- [9] Utkin, V, Guldner J, Shi J. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. New York:Taylor & Francis, 1999.
- [10] Qian, W et al. "Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors Using Iterative Learning Control", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 19, NO. 2, MARCH 2004.
- [11] 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
- [12] Raheleh Nazari et al. "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.

Bibliographie

- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] Qinglei Hu et al. “Adaptive fault-tolerant attitude tracking control of spacecraft with prescribed performance”. In : *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 23.1 (2018), p. 331-341.
- [16] Salowa Methnani. “Diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux stations dépurations des eaux usées”. Thèse de doct. Université de Toulon, France, 2012.
- [17] BOUGUERRA Abderrahmen.” Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertica ». Thèse de doct. Université de MOHAMED BOUDIAF DE M’SILA, Algeria, 2015
- [18] LAYADI Noureddine. « Commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone double étoiles ». Thèse de doct. Université de MOHAMED BOUDIAF DE M’SILA, Algeria 2020
- [19] Elom Ayih Domlan. “Diagnostic des systèmes à changement de régime de fonctionnement”. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Lorraine INPL, France, 2006.
- [20] 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.
- [21] G. J. Ducard. “Fault-tolerant flight control and guidance systems: Practical methods for small-unmanned aerial vehicles”. Springer Science & Business Media, 2009.
- [22] Xue HAN. ” Diagnostic basé sur les observateurs et commande tolérante aux fautes des systèmes non linéaires ». Thèse de doct. l’Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 2021
- [23] R. Isermann. “Fault-diagnosis systems: an introduction from fault detection to fault tolerance”. Springer Science & Business Media, 2005..
- [24] Zhang and Jiang ,” Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control system “, In Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection Supervision and

Bibliographie

- Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003) Washington D.C., USA, pp. 265–276, 2003.
- [25] Zhang, Y. and Jiang, J. “Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems “, Annual Reviews in Control, pp. 229–252, 2008.
- [26] Steinberg, M. “ Historical overview of research in reconfigurable flight control “, Journal of Aerospace Engineering, Vol. 219, pp. 263–275, 2005.
- [27] Jiang, B., Yang, H. and Cocquempot, V.” Results and perspectives on fault tolerant control for a class of hybrid systems”, International Journal of Control, Vol. 84, No. 2, pp. 396–411, 2011.
- [28] Hemza MEKKI, « Diagnostic et Commande Tolérante en Mode Dégradé des Systèmes d’Entraînements Electriques », Thèse de doct, Ecole Nationale Polytechnique, Algeria, 2018
- [29] Yang G.H., Wang J.L. and Soh Y.C. ”Reliable H_{∞} controller design for linear systems” , Automatica, Vol. 37, pp. 717–725, 2001.
- [30] Qian Lu, “Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control of DFIG Based Wind Turbine System”, Thèse de doct, UNIVERSITY OF MANCHESTER, England, 2011
- [31] Djeghali N et al. “Sensorless fault tolerant control for induction motors”. International Journal of Control Automation Systems, Vol. 11(3): pp. 563–76, 2013
- [32] Y. Zhang and J. Jiang, “Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control systems,” Annual Reviews in Control, vol. 32, pp. 229-252, 2008
- [33] G. Tao et al. “Adaptive control of systems with actuator failures”. Berlin, Germany: Springer.
- [34] Rodrigues M. ”Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles ”. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy1, 2005.
- [35] F Fekih A.” Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system”. IET Control Theory Application, Vol. 2(9): pp. 762–772, 2008
- [36] Gouichiche A et al. “An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment”. Electric Power Systems Research, Vol. 104: pp.129–137, 2013.

Bibliographie

- [37] Benbouzid M.H et al. "Advanced fault tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques". IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 56(2): pp. 519– 528, 2007.
- [38] Raisemche A, et al. "Two Active Fault-Tolerant Control Schemes of Induction-Motor Drive in EV or HEV". IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 63(1): pp. 19-29, 2014.
- [39] 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.
- [40] Samir ABDELMALEK et al. "An advanced robust fault-tolerant tracking control for a doubly fed induction generator with actuator faults", Turk J Elec Eng & Comp Sci, vol25 (2017), pp 1346 – 1357.
- [41] Riyadh Rouabhi, Rachid Abdessemed, Aissa Chouder, Ali Djerioui," Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control", International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol. 10 (2015), N. 2, pp266-276 .
- [42] A. Hasni, "Contribution à l'étude et l'analyse de la gestion optimisée du microclimat d'une serre horticole.", THESE DE DOCTORAT, University of Bechar (Algeria), 2010.
- [43] DJEGHALI Nadia. "Observation, Diagnostic et Commande de la Machine Asynchrone » THESE DE DOCTORAT, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU (Algeria), 2013
- [44] D. Youcef, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle.», Thèse de doctorat en Electrotechnique, universite djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [45] ROUABHI RIYADH, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée », Thèse de doctorat, université de Batna 2, (Algeria), 2016
- [46] Abderrahim ZEMMIT, " Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes". Thèse de doct. Université Mohamed Boudiaf -Msila, (Algeria) ,2017.
- [47] F. Boumaraf, « Commande D'un Aérogénérateur- Apport Des Techniques de L'intelligence Artificielle ». Thèse doctorat, Université de Batna, Alger, Le 24 Juin 2014.

Bibliographie

- [48] T. Vaimann et al. "Detection of broken rotor bars in three-phase squirrel-cage induction motor using fast Fourier transform", 10th International Symposium, Topical , Problems in the Field of Electrical and Power Engineering, Parnu, Estonia, January10-15, pp. 52-56, 2011.
- [49] C. Bonivento et al. "Implicit fault tolerant control: application to induction motors", *Automatica*, pp. 355-371, 2004.
- [50] Mekki H, et al. "Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems". *ISA Transactions*. Vol. 52(1), pp. 340–351, 2015.
- [51] M. Said, M. Benbouzid, A. Benchaib, "Detection of broken bares in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation", *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 15, n°.1, Mars 2000.
- [52] K. R. Cho et al,"Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28, pp. 702-709, 1992.
- [53] P. M. Frank. "Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy: A survey and some new results". In: *automatica* 26.3(1990), pp. 459–474
- [54] Z. Gao, C. Cecati, and S. X. Ding. "A survey of fault diagnosis and fault tolerant techniques—Part I: Fault diagnosis with model-based and signal-based approaches". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.6 (2015), pp. 3768–3774
- [55] Alwi H et al. "Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes". Springer-Verlag, London, 2011.
- [56] Imane Idrissi, "Contribution au Diagnostique des Défauts de la Machine Asynchrone Doublement Alimentée de l'Eolienne à Vitesse Variable", Thèse de doct, Université Sidi Mohamed ben Abdellah (Fès, Maroc), 2019.
- [57] Abdelghani Chahmi « Identification paramétrique de la machine asynchrone dédiée au diagnostic ». Thèse de doctorat , 2017, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed-Boudiaf , Algérie.
- [58] C. S. Kallesoe et al "Estimation of stator winding faults in induction motors using an adaptive observer scheme",*Proceedings of the Industry Applications Conference*, Seattle, USA, 2, pp. 1225-1232,2004.

Bibliographie

- [59] M. Said, M. Benbouzid, A. Benchaib, "Detection of broken bars in induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation", IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 15, n°.1, Mars 2000.
- [60] F. Karami et al. "Detection of broken rotor bars in induction motors using nonlinear Kalman filters", ISA Transactions, vol. 49, pp. 189-195, 2010.
- [61] M. MOSTEFAI , A. BENDIABDELLAH , " A MRAS-based Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor with Rotor-Inverse Time Constant Adaptation",2008
- [62] M. Zeraoulia et al ."A simple fuzzy logic approach for induction motors stator condition monitoring", Journal of. Electrical Systems, pp .15-25, 2005.
- [63] C. T. Kowalski et al. "Neural network application for induction motor faults diagnosis", Mathematics and Computers in Simulation, vol. 63, pp. 435 448, 2003
- [64] M. Kahaei et al ."Bearing-fault detection using the Meyerwavelet-packets algorithm", Journal of Mechanical Engineering, vol. 53, n°. 3, pp. 186-192, 2007
- [65] N. Mehala, R. Dahiya, "Rotor faults detection in induction motor by Wavelet analysis", International journal of engineering science and technology, vol. 1, n°. 3, pp. 90-99, 2009.
- [66] O. Djaidja, H. Mekki, A. Djerioui and S. Zeghlache, "FTC design based on projection approach applied to DFIG," 2022 IEEE International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis, Tunisia, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/CISTEM55808.2022.10043981.
- [67] Ahmed M. Kassem et al. « Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid ». Electr Power and Energy Syst 44 (2013).pp: 375–382.
- [68] F. Hachicha, L. Krichen, « Performance Analysis Of A Wind Energy Conversion System Based On A DFIG ». 8th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. 2011 IEEE
- [69] K. Ouari et al. « Real time simulation of nonlinear generalized predictive control for wind energy conversion system with nonlinear observer ». ISA Transactions,Vol. 53, 2014, pp.76-84.
- [70] N. Taib, et al « Performance and efficiency control enhancement of wind power generation system based on DFIG using three-level sparse matrix converter ». Electrical Power and Energy Systems, Vol. 53, 2013, pp. 287-296
- [71] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ». Thèse doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 2006.

Bibliographie

- [72] Manale Bouderbala et al. "Direct and indirect vector control of a doubly fed induction generator based in a wind energy conversion system", *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* ,Vol. 9, No. 3, pp. 1531-1540, 2018.
- [73] F. Poitiers, « Etude et commande des génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome et machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau ». Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de Nantes. 12/2003.
- [74] Edwards C et al. "Sliding mode control: theory and applications". London: Taylor & Francis; 1998.
- [75] Utkin V et al. "Sliding mode control in electromechanical systems". New York: Taylor & Francis; 1999
- [76] Shtessel Y et al. "Sliding mode control and observation". New York: Springer science +Business media; 2014
- [77] R.A. Decarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, « Variable structure control of nonlinear multivariable systems ». *Proceedings of the IEEE*, 76(3), 1988, pp. 212-232.
- [78] V.I. Utkin, « Sliding modes in control optimization », *Communication and control Engineering Seriesn*, Springer-Verlag, 1992.
- [79] A.L.Nemmour, «Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation», Thèse de magister, Université de Batna ,2002.
- [80] H. Amimeur,« Contribution au Controle de la Machine Asynchrone Double Etoile»,Thèse de doctorat de l'université de Batna, juin 2012.
- [81] H. Tamrabet,« Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone», Thèse de magister de l'université de Batna, 2006.
- [82] Y.Bekakra, D.Ben attous,« Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Machine », *Proceedings of 3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09)*, Oct. 31 – Nov. 02, 2009, Soussa, Tunisia.
- [83] R.Abdessemmed et al. « Cascade Sliding Mode Control of a Stator Field Oriented Double Fed Asynchronous Motor Drive (DFAM)», In: *Archives of electrical engineering*,Vol. LI, N°03, pp. 371-387, 2002.
- [84] H. Amimeur, « Contribution au Controle de la Machine Asynchrone Double Etoile», Thèse de doctorat de l'université de Batna, juin 2012.

Bibliographie

- [85] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone a double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
- [86] F. Harashima, H. Hashimoto, S. Kondo, « Mosfet converter fed position servo system with sliding mode control », IEEE Trans. Idust. Applic. Vol. 32, N°. 3, pp. 238-244, 1985.
- [87] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [88] Djamila Cherifi, Yahia Miloud, "Speed Sensorless Control of a Doubly Fed Induction Motor Drives using MRAS Estimator", 4(1), pp 1-12, 2018.
- [89] M. MOSTEFAI ,A. BENDIABDELLAH , " A MRAS-based Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor with Rotor-Inverse Time Constant Adaptation", 2008
- [90] R. Cárdenas et al, "MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators ", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 20, no. 4, pp. 710- 718, Dec 2005.
- [91] DJ. CHERIFI, Y. MILOUD, "performance evaluation of a sensorless induction motor drive using a MRAS speed observer", JOURNAL OF CURRENT RESEARCH IN SCIENCE, 2013.
- [92] Djamila Cherifi ,” Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d’un moteur asynchrone sans capteur mécanique », THESE DE DOCTORAT, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf , Algeria, 2014.
- [93] Djaidja O, Mekki H, Zeghlache S, Djerioui A. “A new improved control for power quality enhancement in double fed induction generator using iterative learning control”. Diagnostyka. 2023; 24(3).
- [94] Oussama Djaidja, Hemza Mekki, Samir Zeghleche, Ali Djerioui, “Power Quality Enhancement in Double Fed Induction Generator Using Iterative Learning Control”, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 2023.
- [95] Qian, W et al, 'Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control', IEEE Trans. Energy Convers, 20, pp. 53–61, 2005.

Bibliographie

- [96] Azeddine Houari et al, "Improved control strategy for power quality enhancement in standalone systems based on four-leg voltage source inverters" The Institution of Engineering and Technology, 2017

ANNEXE

ANNEXE

1- Les paramètres de la machine à induction double alimentée:

Valeurs nominales :

Puissance nominale: $P_n = 4KW.$

Tension nominale : $v/U = 220/380V - 50Hz.$

Nombre de paires de pôles : $P = 2.$

Paramètre :

Résistance du stator: $R_s = 0.455\Omega .$

Résistance du rotor: $R_r = 0.6 \Omega .$

Inductance stator : $L_s = 0.084H.$

Inductance du rotor: $L_r = 0.081H.$

Inductance Mutuelle : $M = 0.078H.$

Constantes mécaniques :

Moment d'inertie: $J = 0.3125 \text{ Kg. m}^2$

Frottement visqueux: $f_v = 0.00673 \text{ kg.m}^2/\text{s}$

Résumé

Le générateur à induction à double alimentation a suscité un intérêt croissant dans les grandes éoliennes en raison de sa fiabilité et de sa robustesse. Cependant, ce type de générateur peut être affecté par plusieurs défauts qui détériorent leurs performances. Pour ces raisons, nous introduisons des différentes méthodes de contrôle tolérant aux défauts pour les générateurs à induction à double alimentation. Afin de garantir la stabilité du système en cas d'apparition de défauts, nous introduisons dans ce travail une stratégie active de contrôle tolérant aux défauts pour ce générateur soumis à des défauts de rotor en utilisant une approche basée sur la projection. Cet algorithme peut diagnostiquer la présence d'un défaut dans le système en boucle fermée et basculer lui-même entre une approche de contrôle nominal et un contrôle robuste conçu pour les conditions de défaut. Puis, nous développons un contrôle active tolérant aux défauts efficace basé sur le contrôleur ILC. Ce contrôleur est appliqué en conjonction avec des contrôles conventionnels : premièrement avec un contrôle vectoriel, puis avec un contrôle en mode glissant. Pour ajuster la puissance active et réactive à leurs références souhaitées en présence de défauts. Les résultats obtenus confirment que l'AFTC a suggéré une meilleure robustesse contre plusieurs défauts où le GADA fonctionne avec des performances acceptables en puissance active et réactive

Mots clés : générateur à induction doublement alimenté, commande vectorielle, commande en mode glissant, contrôle d'apprentissage itératif. Contrôle tolérant aux défauts.

Abstract

The doubly fed induction generator has attracted increasing interest in large wind turbines due to its reliability and robustness. However, this type of generator can be affected by several faults which deteriorate their performance. For these reasons, we introduce different fault-tolerant control methods for doubly fed induction generators, in order to guarantee the stability of the system in case of fault occurrence. In this work we introduce an active fault-tolerant control strategy for this generator subjected to rotor faults using a projection-based approach. This algorithm can diagnose the presence of a fault in the closed-loop system and switch itself between a nominal control approach and robust control designed for fault conditions. Then, we develop an efficient active fault-tolerant control based on ILC controller. This controller is applied in conjunction with conventional controls: first with vector control, then with sliding mode control. To adjust active and reactive power to their desired references in the presence of faults. The results obtained confirm that AFTC suggested is better robustness against several faults where the GADA operates with acceptable performance in active and reactive power.

Keywords: Doubly Fed Induction Generator, Vector control, Sliding Mode Control, Iterative Learning Control. Fault Tolerant Control.

ملخص

لقد اجتذب المولد التعريفي ذو التغذية المزدوجة اهتمامًا متزايدًا بتوربينات الرياح الكبيرة نظرًا لموثوقيته وقوته. ومع ذلك، يمكن أن يتأثر هذا النوع من المولدات بالعديد من العيوب التي تؤدي إلى تدهور أدائه. لهذه الأسباب، نقدم طرق تحكم مختلفة متسامحة مع الأخطاء للمولدات الحثية ذات التغذية المزدوجة، من أجل ضمان استقرار النظام في حالة حدوث خطأ. نقدم في هذا العمل استراتيجية تحكم نشطة لتحمل الأخطاء لهذا المولد المعرض لأعطال الدوار باستخدام نهج قائم على الإسقاط. يمكن لهذه الخوارزمية تشخيص وجود خطأ في نظام الحلقة المغلقة والتبديل بنفسها بين نهج التحكم الاسمي والتحكم القوي المصمم لظروف الخطأ. بعد ذلك، نقوم بتطوير تحكم نشط فعال ومتسامح مع الأخطاء استنادًا إلى وحدة التحكم ILC. يتم تطبيق وحدة التحكم هذه جنبًا إلى جنب مع أدوات التحكم التقليدية: أولاً مع التحكم في المتجهات، ثم مع التحكم في الوضع المنزلق. لضبط القدرة النشطة والمتفاعلة على المراجع المطلوبة في حالة وجود أخطاء. تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها أن AFTC اقترحت متانة أفضل ضد العديد من الأخطاء حيث تعمل GADA بأداء مقبول في الطاقة النشطة والتفاعلية.

الكلمات المفتاحية:

المولد التعريفي المزدوج، التحكم في المتجهات، التحكم في وضع الانزلاق، التحكم في التعلم التكراري. التحكم في حمل الأخطاء.

