

Numéro de série :

Numéro d'inscription :

THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Spécialité : Electronique

THEME

Commande tolérante de la machine asynchrone en tenant compte des défauts statoriques et rotoriques.

Présentée par :

BENDJAIMA Bachir

Soutenue le : 03/07/2018

Devant le jury composé de :

Abesselem HOCINI	Professeur - Université de M'sila	Président
Djamel SAIGAA	Professeur - Université de M'sila	Rapporteur
Djalal Eddine KHODJA	Maître de conférences A – Université de M'sila	Co-Rapporteur
Boualaga RABHI	Professeur- Université de Biskra	Examineur
Leila BENALIA	Maître de conférences A – Université de Batna	Examineur
Kamel SAOUDI	Maître de conférences A – Université de Bouira	Examineur
Samir ZEGHLACHE	Maître de conférences A – Université de M'sila	Invité

Année Universitaire : 2017/2018

ملخص : في الصناعة استمرارية خدمة سلسلة محرك كهربائي يتطلب درجة عالية من الموثوقية . لهذا السبب، تتطلب السلسلة عناصر قوية لتجنب الوقوع في العيوب .ولكن ظهور العيوب أمر لا مفر منه . ولذلك فهو ملزم بحل هذه المشكلة عن طريق تطوير أسلوب تحكم يمكن أن يضمن استمرارية التشغيل في وجود عيوب.

تقنية التحكم BackStepping التي تقوم على مبدأ تدفق الموجهة باستخدام مفهوم الاستقرار لياپونوف Lyapunov ، ويضمن استقرار النظام الصحي وقادرة على تعويض عن أنواع معينة من العيوب عيوب انخفاض درجة الجاذبية.

أجهزة الاستشعار هي العناصر الأكثر حساسية ومكان من أخطاء متكررة وتلعب دورا رئيسيا في السيطرة حلقة مغلقة .والغرض من استغلال التحكم السلبية المتسامحة للخطأ هو التعويض عن خطأ.

Résumé : Dans l'industrie, la continuité de service d'une chaîne d'entraînement électrique exige des degrés élevés de sûreté de fonctionnement et de fiabilité. C'est la raison principale pour laquelle, la chaîne nécessite des composants robustes pour éviter d'être affecté de défauts. Mais l'apparition de ces derniers est inévitable, il est donc indispensable de résoudre ce problème, une des stratégies et l'élaboration d'une technique de commande qui peut garantir la continuité de fonctionnement en présence des défauts.

La technique de commande par backstepping basée sur le principe du flux orienté et utilisant la notion de stabilité au sens de Lyapunov, assure la stabilité du système sain, et elle est également capable de compenser certains types de défauts : ceux de faible degré de gravité.

Les capteurs qui jouent un rôle principal dans la commande en boucle fermée, sont les éléments les plus sensibles de la chaîne, ils sont le siège de fréquents défauts. Une exploitation d'une commande passive tolérante aux défauts a pour but de compenser le défaut offset de capteur.

Abstract: In the industry, the continuity of service of an electrical drive chain requires high levels of reliability. For this reason, the chain requires strong elements to avoid falling into defects. But the appearance of defects is inevitable. He is therefore obliged to solve this problem by developing a control technique that can guarantee continuity of operation in the presence of defects.

The backstepping control technique which is based on the principle of flow oriented using the notion of Lyapunov stability, ensures the stability of the healthy system, and able to compensate for certain types of defects: defects of low degree of gravity. Sensors are the most sensitive elements and seat of frequent faults, and play a key role in closed-loop control. The purpose of exploiting a fault tolerant passive control is to compensate for the sensor offset fault.

REMERCIEMENTS

En premier lieu, me prosterner davantage devant Allah Tout-Puissant, est le geste le plus humble pour Le remercier de m'avoir donné la force et l'aide pour mener à bien ce travail.

Le Messager d'Allah Mohamed « Que le salut et la paix soient sur lui » a dit :

« Celui qui ne remercie pas les gens ne remercie pas Allah. »

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **SAIGAA Djamel**, Professeur à l'université de M'Sila, pour m'avoir encadré durant ces années de thèse. Sa confiance était l'étai nécessaire pour la réussite de ces travaux. Conscient des efforts qu'il a dû fournir, sa disponibilité permanente, ces conseils judicieux, et les connaissances et suggestions bénéfiques ont été d'un atout inestimable.

Il m'est difficile d'exprimer en peu de mots toute l'admiration et le respect que je porte à mon co-encadreur de thèse Monsieur **Djallal Eddine KHODJA**, Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila. En dépit des moments difficiles vécus, ce grand homme reconnu par sa compétence n'a pas hésité un moment à m'encourager et me prodiguer de ces pertinents conseils et critiques constructives qui ont considérablement amélioré cette thèse tant sur le fond que sur la forme. Qu'il reçoive ici le témoignage de toute ma gratitude pour tout ce qu'il a fait. Merci Djallal.

Je tiens à remercier sincèrement Monsieur **HOCINI Abessalem**, Professeur à l'université de M'Sila pour le grand honneur qu'il me fait en présidant ce jury,

Mes profonds remerciements à Monsieur **Bouallaga RABHI** Professeur Université de Biskra, pour le grand honneur qu'il me fait en acceptant d'évaluer et d'examiner mon travail et d'être membre du jury.

Mes vifs respects à Madame **BENALIA Leila**, Maître de conférences (A) à l'université de Batna, qu'elle soit assurée de ma sincère reconnaissance et je la remercie pour le grand honneur qu'elle me fait en acceptant d'examiner mon travail et d'être membre du jury.

J'adresse également mes très sincères remerciements à Monsieur **SAOUDI Kamel**, Maître de conférences (A) à l'université de Bouira, pour le grand honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner cette thèse et de participer au jury.

Soyez assurés madame et messieurs les membres du jury de ma profonde reconnaissance pour l'intérêt que vous aurez à porter à cette thèse et pour le temps que vous aurez à consacrer pour son évaluation.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements, sans oublier Monsieur **ZEGHLACHE Samir**, Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila, que je me fais un devoir de lui adresser un remerciement spécial, malgré la grande différence d'âge entre nous, que je considère comme un fils, n'a pas été une entrave pour que je reçoive de lui toutes les expressions d'encouragement et toute l'aide utile. Sans doute, son efficacité, ses compétences et sa disponibilité étaient les éléments qui m'ont incité à doubler d'efforts pour accomplir ce travail. Merci **Samir**

Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels administratifs et collègues enseignants des départements de Génie Electrique et d'Electronique de l'Université de M'Sila, notamment Monsieur **LAADJEL Mohamed** Chef de Département, surtout pour les conseils, les encouragements, sympathie et réconforts durant les moments difficiles.

Dédicaces

A mes parents

A ma chère femme

A mes enfants Mahdi, Fatima et Yasmine

A mes sœurs.

A mes frères.

Aux chères petits : BENAÏSSA Abdallah et Mohamed KHODJA

TABLE DES MATIERES ET SYMBOLES

Table des Matières

Table des Matières.....	I
Liste des Figures.....	VI
Liste des Tableaux.....	VIII

Introduction générale :.....	1
------------------------------	---

Chapitre I :

Etat de L'art sur la commande tolérante de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation d'une chaine de conversion électromécanique d'énergie.....	3
I.2.1 Partie puissance.....	4
I.2.1.1 La source électrique : réseaux triphasés.....	4
I.2.1.2 Le convertisseur électrique.....	4
I.2.1.3 Le convertisseur électromécanique.....	6
I.2.1.4 La charge	8
I.3 Concepts généraux d'une chaine de conversion électromécanique d'énergie.....	8
I.4 Différents modes de fonctionnement d'une chaine de conversion d'énergie électrique	10
I.4.1 Mode de fonctionnement nominal	10
I.4.2 Mode de fonctionnement dégradé.....	10
I.4.3 Mode de défaillance	10
I.5 Recensement des défauts d'une chaine de conversion électromécanique d'énergie.....	10
I.5.1 Classification des défaillances.....	10
I.5.1.1 La classification des défaillances en fonction du degré.....	10
I.5.1.2 Classification des défaillances en fonction de la vitesse d'apparition.....	11
I.5.1.3 Classification des défaillances en fonction de la vitesse d'apparition et du degré.....	11
I.5.2 Conséquences des défaillances.....	11
I.5.3 Classification des défauts et pannes	11

I.5.4	Source des défauts	11
I.5.4.1	Les défauts internes	11
I.5.4.2	Les défauts externes	12
I.5.5	Comportement des défauts	12
I.5.6	Modélisation des défauts	12
I.5.7	L'effet des défauts	13
I.6	Les différentes défaillances dans les entraînements électriques	13
I.6.1	Défauts de réseau électrique	13
I.6.2	Défauts de redresseur	14
I.6.3	Défauts de filtre	14
I.6.4	Défauts de réducteur	14
I.6.5	Défaillance de l'électronique de commande	15
I.6.6	Défauts de capteurs	15
I.6.7	Défauts de l'onduleur	15
I.6.7.1	Défaut d'ouverture (transistor –interrupteur- ouvert)	16
I.6.7.2	Défaut de fermeture (transistor –interrupteur- ouvert)	17
I.6.8	Défauts de la machine asynchrone	17
I.6.8.1	Description des défauts	18
I.6.8.2	Causes des défauts de la machine	18
I.6.8.3	Défauts internes	18
I.6.8.4	Défauts externes	23
I.7	Etude statistique des défauts de la machine asynchrone	23
I.8	Effets des défauts sur le comportement de la machine asynchrone	26
I.8.1	Effet de défauts de roulement à billes	26
I.8.2	Effet de défauts statoriques	26
I.8.3	Effet de barres rotoriques cassées et anneaux de court-circuit rompus	26
I.8.4	Effet de défauts relatifs à l'excentricité	27
I.9	Etat de l'art de la commande tolérante aux défauts	27
I.9.1	Objectif de la commande tolérante aux défauts	27
I.9.2	Classification des méthodes de commande tolérante aux fautes	28
I.9.2.1	Approche Passive	28
I.9.2.2	Approche Active	29
I.9.3	Niveaux de performances de FTCS	31
I.9.4	Capacité implicite à la tolérance aux défauts	32
I.9.5	Capacité explicite à la tolérance aux défauts	32

I.10 Position du problème à résoudre.....	33
I.11 conclusion.....	34

CHAPITRE II

Modélisations de la Machine Asynchrone en présence des défauts

II.1 Introduction.....	35
II.2 Modélisation du système convertisseur-moteur et commande.....	35
II.2.1 Modélisation du système sain.....	36
II.2.1.1 Modélisation du convertisseur sain	36
II.2.1.2 Modélisation du filtre sain.....	36
II.2.1.3 Modélisation du redresseur sain	36
II.2.1.4 Modélisation de l'onduleur sain	37
II.2.1.4.1 La technique de modulation (MLI).....	38
II.2.1.4.2 La technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM).....	39
II.2.1.5 Modélisation de la machine asynchrone saine.....	40
II.2.1.5.1 Hypothèses simplificatrices.....	40
II.2.1.5.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone.....	40
II.2.1.5.3 Transformation (triphasé-biphasé)des équations du modèle...42	
II.2.1.5.4 Principe de la transformation de Park.....	42
II.2.1.5.5 Choix du référentiel.....	43
II.2.1.5.6 Mise en équation d'état du modèle biphasé.....	43
II.2.1.5.7 Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant...44	
II.2.2 Modélisation du système défectueux.....	45
II.2.2.1 Modélisation du défaut sur la commande éloigné (défaut capteur).....	46
II.2.2.2 Modélisation de l'onduleur défectueux.....	46
II.2.2.3 Modélisation de la machine asynchrone défectueuse.....	47
II.2.2.3.1 Définitions de la matrice de transformation.....	47

II.2.2.3.2 Transformation (triphase-triphase) des équations du modèle..	47
II.2.2.3.3 Mise en équation d'état du modèle triphase.....	50
II.2.2.3.4 Défaillances des circuits électriques statoriques.....	51
II.3 Analyse du comportement de l'ensemble convertisseur-moteur et commande en absence et en présence de défauts.....	54
II.3.1 Simulation de l'ensemble convertisseur-moteur sans et avec défauts.....	54
II.3.1.1 Simulation de la MAS alimenté directement en réseau sans et avec défauts au niveau de stator	54
II.3.2 Interprétation des résultats de simulation.....	57
II.4 Conclusion.....	58

CHAPITRE III

Commande de la machine en mode normale et mode dégradé

III.1 Introduction	59
III.2 Commande par backstepping	59
III.2.1 Principe de la commande à flux orienté.....	59
III.2.2 Principe de la commande par backstepping.....	60
III.2.3 Méthodes d'analyse de la stabilité par L'approche de Lyapunov.....	60
III.2.3.1 Méthode directe de Lyapunov	61
III.2.4 Synthèse de la loi de commande par backstepping.....	62
III.2.4.1 Algorithme de base	62
III.2.4.2 Application de la commande par backstepping à la MAS.....	65
III.3 Résultats de simulation de l'ensemble convertisseur-moteur et commande avec défauts..	68
III.3.1 Interprétation des résultats de simulation.....	72
III.4 conclusion.....	72

CHAPITRE IV

Commande tolérante par mode glissant à base de la technique de logique floue

IV.1. Introduction.....	73
IV.2. Commande par mode glissant flou.....	73
IV.2.1. Mise en œuvre de la commande par mode glissant flou.....	74
IV.3. Commande floue glissante de la machine asynchrone.....	78
IV.3.1. Conditions de convergence.....	80
IV.3.2. Loi de commande par mode glissant.....	80
IV.3.3. Commande floue glissante avec des gains auto-ajustable.....	83
IV.4. Résultats de simulation	87
IV.5. Conclusion	91
Conclusion Générale.....	92
Annexes :.....	94
Bibliographie.....	95

Liste des Figures

CHAPITRE 1

Figure I.1 : Représentation d'une chaîne élémentaire de conversion électromécanique.....	4
Figure I.2 : Packaging d'un module I.G.B.T. de puissance 3 bras (Technologie Automobile) Représentation générique du module <i>Infineon Hybrid PackTM1 600V/400A2</i>	5
Figure I.3 : différentes parties de MAS : (a1), (a2) rotor à cage, (b) rotor bobiné et (c) stator...	7
Figure I.4 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	7
Figure I.5 : Catégorie des défauts : a : défaut Biais b : défaut Dérive c : défaut Aberrant...	12
Figure I.6 . Modélisation des défauts : a - défaut multiplicatif b - défaut additif.....	13
Figure I.7.a : défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor.....	17
Figure I.7.b : défaut circuit-ouvert (haute impédance) d'un transistor.....	17
Figure I.8 : Distinction entre les différents types de court-circuit dans le stator.....	20
Figure I.9 : Défaut d'un rotor à cage d'écureuil : -a- rupture de barres ; -b- rupture d'anneau..	21
Figure I.10 : Roulement à bille.....	22
Figure I.11 : différents types de défauts de l'excentricité.....	23
Figure I.12 : Evolution du pourcentage des défauts des MAS de grande puissance pendant une décennie.....	24
Figure.113 : Evolution du pourcentage des défauts des MAS de grande puissance pendant une décennie.....	25
Figure I.14 : Répartition des types de défauts de..s machines asynchrones de moyenne puissance	25
Figure I.15 : Types des systèmes tolérants aux défauts.....	28
Figure I.16 : Décomposition hiérarchique d'un system PFTC.....	29
Figure I.17 : Décomposition hiérarchique d'un system AFTC.....	30
Figure I.18 : Différentes régions de performance d'un système dynamique.....	31

Chapitre 2 :

Figure II.1 Schéma d'association convertisseur-moteur.....	35
Figure II.2 onduleur de tension associé à la MAS.....	37
Figure II.3 Technique STPWM utilisées dans un bras d'onduleur.....	39
Figure II.4 . Transmission de signal par un capteur.....	46
Figure II.5 court-circuit entre spires.....	52
Figure II.6.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=1s$	54

Figure II.6.b: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 1s$, et en défaut à $t= 3s$	54
Figure II.6.c : Réponse du couple électromagnétique avec défauts.....	55
Figure II.6.d : Réponse du couple électromagnétique sans défauts.....	55
Figure II.7 : La forme des flux rotoriques en régime normal la machine	55
Figure II.8 : la forme des flux rotoriques en présence de défaut court-circuit entre spires au sein d'une phase statorique.....	56
Figure II.9 : la forme des courants statoriques régime normal la machine.....	56
Figure II.10 : la forme des courants statoriques en présence de défaut court-circuit entre spires au sein d'une phase statorique.....	57

Chapitre 3 :

Figure III.1 Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.....	68
Figure III.2.a: Vitesse de rotation avec défaut MAS à $t = 1s$ μ	69
Figure III.2.b: Vitesse de rotation avec défaut onduleur.....	69
Figure III.3.a : Réponse du couple électromagnétique.....	69
Figure III.3.b : Réponse du couple électromagnétique avec défaut.....	69
Figure III.4.a : Composante du flux rotorique selon l'axe d	69
Figure III.4.b : Composante du flux rotorique selon l'axe d	69
Figure III.5 : la forme des courants statoriques en présence de défaut court-circuit entre spires.....	70
Figure III.6 : la forme des courants statoriques en présence de défaut onduleur ($T=0$).....	70
Figure III.7.a : Réponse du couple électromagnétique.....	71
Figure III.7.b : Composante du flux rotorique selon l'axe d	71
Figure III.7.c Vitesse de rotation en présence de défaut capteur	71
Figure III.7.d : La forme des courants statoriques en présence de défaut de type offset sur le capteur.....	72

Chapitre 4 :

Figure IV.1. Partition floue de l'espace autour de la surface de glissement dans le plan de phase.....	76
Figure IV.2. Fonctions d'appartenance : (a) l'entrée s , (b) la sortie u_f	76
Figure IV.3. Résultats de l'inférence des règles floues pour différentes valeurs de r	77
Figure. IV.4. Schéma block de la commande floue glissante	78
Figure IV.5. Schéma block de commande tolérante aux défauts basé sur la commande floue glissante avec des gains auto-ajustable.....	84

Figure IV.6. Les fonctions d'appartenance du superviseur floue du gain k_{fs1}	85
Figure. IV.7. les fonctions d'appartenance du superviseur floue du gain k_{fs2}	86
Figure. IV.8. surface du superviseur floue du gain k_{fs1}	86
Figure. IV.9. surface du superviseur floue du gain k_{fs2}	87
Figure. IV.10. Résultats de simulation de la commande floue glissante avec des gains fixe....	89
Figure. IV.11 Résultats de simulation de la commande floue glissante avec des gains auto-ajustable.....	91

Liste des Tables

Table IV.1. La table des règles des superviseurs floue des gains k_{f1} et k_{f2}	85
--	-----------

Notations et Symboles

l_s	: Inductance propre d'une phase statorique.
l_r	: Inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_0	: Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
R_s	: Résistance d'une phase statorique.
R_r	: Résistance d'une phase rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
T_r	: Constante de temps rotorique.
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel.
d, q	: Indices pour les composantes de PARK directe et quadrature, respectivement
[P]	: Matrice de transformation de Park
[P] ⁻¹	: Matrice de transformation de Park inverse
(d, q)	: Axes liés au champ tournant.
ω	: Vitesse électrique.
ϕ_r	: Flux rotorique.
i_{sq}	: le courant statorique sur l'axe q.
i_{sd}	: le courant statorique sur l'axe d.
ω^*	: Vitesse électrique de référence.
ϕ_r^*	: Flux rotorique référence.
i_{sq}^*	: le courant statorique de référence sur l'axe q.
i_{sd}^*	: le courant statorique de référence sur l'axe d.
e_w	: Erreur entre la vitesse électrique réelle et la vitesse de référence.
$e_{\phi r}$: Erreur entre le module de flux rotorique et celui de référence.
e_{isq}	: Erreur entre le courant statorique sur l'axe q et sa référence.
e_{isd}	: Erreur entre le courant statorique sur l'axe d et sa référence.

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements électriques à vitesse variable existants dans l'industrie sont munis de convertisseur électromécanique (machine électrique) dont le rôle est d'assurer la conversion d'énergie. Généralement, de par les avantages qu'elles offrent, les machines asynchrones triphasées sont aujourd'hui les plus utilisées dans ces entraînements électriques [1, 2, 3, 4].

Ces machines à induction peuvent être divisées en deux catégories : celles à rotor dit à cage d'écurie et celles à rotor bobiné. Cette dite machine est alimentée via un ensemble redresseur-filtre-onduleur. L'utilisation accrue de ce type de machine a indéniablement contribué d'une part à la réduction des coûts d'exploitation par des économies d'énergie, et d'autre part à l'accroissement de la sûreté de fonctionnement par la maîtrise instantanée des différentes variables sensibles du système [1, 2, 3, 4, 5, 6].

La compacité, la fiabilité, les bonnes performances dynamiques et la réduction des pertes sont les principaux objectifs de choix des composants d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie. [7, 8, 9, 10]. Afin d'améliorer l'avantage de la sûreté de fonctionnement de ces machines, des choix adaptés s'avèrent indispensables aussi bien de l'architecture des chaînes de conversion d'énergie électrique, de leurs composants que les stratégies de commande en fonctionnement normal et en présence de différents types de défauts.

Dans les applications industrielles critiques à hauts risques telles que l'aéronautique ou le nucléaire, le problème de l'apparition des défauts, qui peuvent avoir des effets néfastes sur la fonction pour laquelle a été dédiée, est souvent traité au moyen de la redondance matérielle. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert également un important dispositif de maintenance. Pour remédier aux problèmes liés à l'apparition des défauts, est le recours au développement des systèmes de commande tolérants aux défauts qui possèdent la capacité de s'accommoder, de manière automatique, aux défauts pouvant affecter les différents composants du système [11,12, 13, 14].

Ainsi, la commande tolérante aux défauts abordée par des approches analytiques, permet d'éviter des coûts élevés d'investissement et d'entretien, du fait de la tâche principale qui lui incombe et qui consiste en la synthèse de lois de commande avec une structure appropriée permettant de garantir la stabilité et les performances du système proches de celles qu'il possède en régime normale, aussi bien lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, qu'un ou plusieurs composants sont défectueux [15, 16, 17, 18, 19, 20].

INTRODUCTION GENERALE

Cette thèse consiste à proposer des solutions pour certains problèmes cités précédemment, mise en œuvre d'une technique de commande tolérante aux défauts et de l'appliquer à la machine asynchrone pour compenser les effets des défauts qui peuvent affecter les différents composants de la chaîne de conversion électromécanique dont elle fait partie. De ce fait la présentation de notre travail est organisée en quatre chapitres détaillés ci-après :

Dans le premier chapitre de cette étude, nous présenterons succinctement la chaîne de conversion d'énergie électrique et ses éléments constitutifs, suivie d'une description non exhaustive sur les défauts pouvant surgir sur ces éléments. Un bref état de l'art sur les différentes méthodes de commande tolérante aux défauts, ses approches et ses performances constituera la deuxième partie de ce chapitre.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur et commande. La simulation dans les deux modes de fonctionnement normale et dégradé couronnera ce chapitre. Les résultats obtenus mettent en évidence la détérioration des performances de notre ensemble, ce qui fonde l'importance du problème traité dans le cadre de cette thèse.

Ensuite, dans le troisième chapitre sera présentée la technique de commande par backstepping basée sur le principe de l'orientation du flux, et traitera la stabilité au sens de Lyapunov. On analysera ensuite les résultats obtenus par simulation et l'impact de la commande sur les défauts.

A la fin, le quatrième chapitre portera sur les solutions proposées pour répondre aux exigences concernant les défauts de capteurs de vitesse. Nous développerons les algorithmes de la commande tolérante par mode glissant à base de la technique de logique floue, en utilisant l'approche passive de commande tolérante aux défauts de capteurs.

Cette thèse sera terminée par une **conclusion générale** sur la commande proposée de la machine asynchrone et résumera les principaux résultats obtenus ainsi que les perspectives envisagées dans un travail futur.

Chapitre I

Etat de l'art de la Commande Tolérante appliquée à la Machine
Asynchrone

I.1 Introduction

Dans ce chapitre introductif, nous allons présenter dans une première partie une analyse générale des différents éléments d'une chaîne de conversion électromécanique, ainsi que les défauts qui peuvent surgir sur ces éléments. Une classification non-exhaustive des principaux types des défauts sera donnée, elle comporte un aperçu sur les principaux concepts et recensement des défauts et leurs effets sur le comportement du système. Notre attention se focalisera sur les défauts qui affectent l'ensemble (convertisseur-moteur et commande). Quant à la deuxième partie elle sera consacrée à la présentation d'un bref état de l'art de la commande tolérante aux défauts, qui traite ses objectifs, les deux principales classes de FTCS, ses niveaux de performances et capacités.

I.2 Présentation d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie

Dans le but d'accroître le degré de disponibilité d'une chaîne de conversion électromécanique, il est nécessaire d'analyser en premier lieu ses différents éléments.

La chaîne de conversion d'énergie d'un actionneur mono-convertisseur mono-machine peut être représentée à l'aide du schéma de Figure I.1. Ce schéma est tiré d'un formalisme, développé par les chercheurs participant au projet "Systèmes Multi-machine Multi-convertisseur", pour représenter et analyser les interactions entre les différents éléments physiques des systèmes électromécaniques [1, 2, 3, 4]. La chaîne de conversion d'énergie, assurant le transfert d'énergie entre une source électrique (SE) et une charge mécanique, pouvant être considérée comme une source d'énergie mécanique (SM) (source d'énergie cinétique ou potentielle), comporte les éléments fonctionnels suivants :

Un convertisseur électrique (CE), assurant une mise en forme de l'énergie électrique en modifiant la forme (amplitude et fréquence) de ses variables électriques de sortie (tension ou courant), une machine électrique (ME) assurant une conversion électromécanique, et dans certain cas un convertisseur mécanique (CM) (réducteur par exemple) assurant une adaptation de l'énergie mécanique entre la machine et la source mécanique, ces éléments ont souvent la possibilité de réglage de puissance qui les traverse (Figure I.1).

Cependant, pour des raisons liées à la rapidité du temps de réponse, le réglage de la puissance s'effectue à l'aide de la commande rapprochée des convertisseurs électriques.

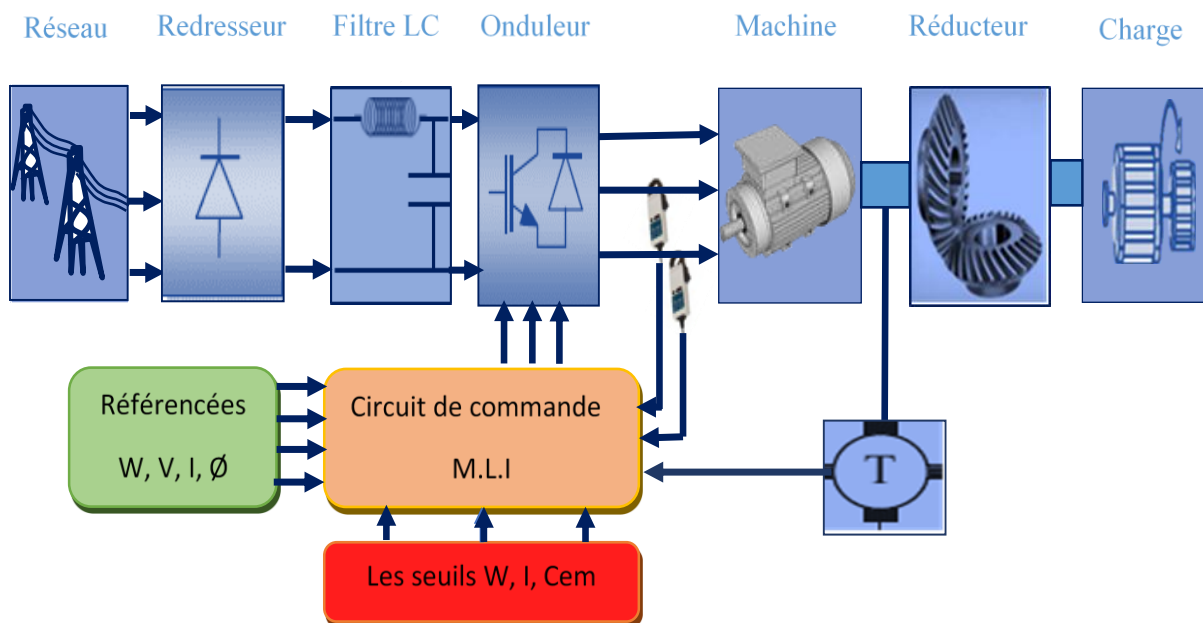


Figure I.1 : Représentation d'une chaîne élémentaire de conversion électromécanique

I.2.1 Partie puissance

I.2.1.1 La source électrique : réseaux triphasés

Un système triphasé (souvent abrégé 3~) est une catégorie particulière de réseau polyphasé à trois grandeurs (tensions ou courants) sinusoïdales de même fréquence. Le système est symétrique si les grandeurs sinusoïdales sont de même valeur efficace et déphasées de $2\pi/3$. Il est direct si les phases sont ordonnées dans le sens trigonométrique inverse et inverse dans l'autre cas.

Un réseau triphasé est un assemblage de trois générateurs de tension indépendants connectés en étoile, c'est à dire avec un pôle commun appelé point neutre. La ligne est l'ensemble des conducteurs transportant l'énergie. On distingue trois conducteurs (un par phase) et éventuellement un quatrième pour le retour du courant appelé conducteur de neutre.

I.2.1.2 Le convertisseur électrique

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas.

Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs *C* ou *LC*, pour être finalement appliquée à l'ondeur.

a- Le redresseur

Le redresseur est un convertisseur de l'électronique de puissance composée de six diodes en pont, qui assure directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative triphasée.

En ce qui concerne le redresseur, ses diodes sont supposées parfaites (la chute de tension est négligée) fonctionnement à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associée une fonction logique de connexion $D = (1 \text{ ou } 0)$ [5].

b- Le filtre

Le filtre (L-C) est inséré entre le redresseur et l'onduleur pour corriger la source de tension continue. A cet effet la capacité (C_f) sert à absorber la différence entre le courant unidirectionnel (i_f) et à supprimer les brusques variations de tension de sortie (U_{dc}) lors de la commutation. L'inductance (L_f) placée en série, sert à réduire l'ondulation du courant (I_{dc}). [5].

c- L'onduleur

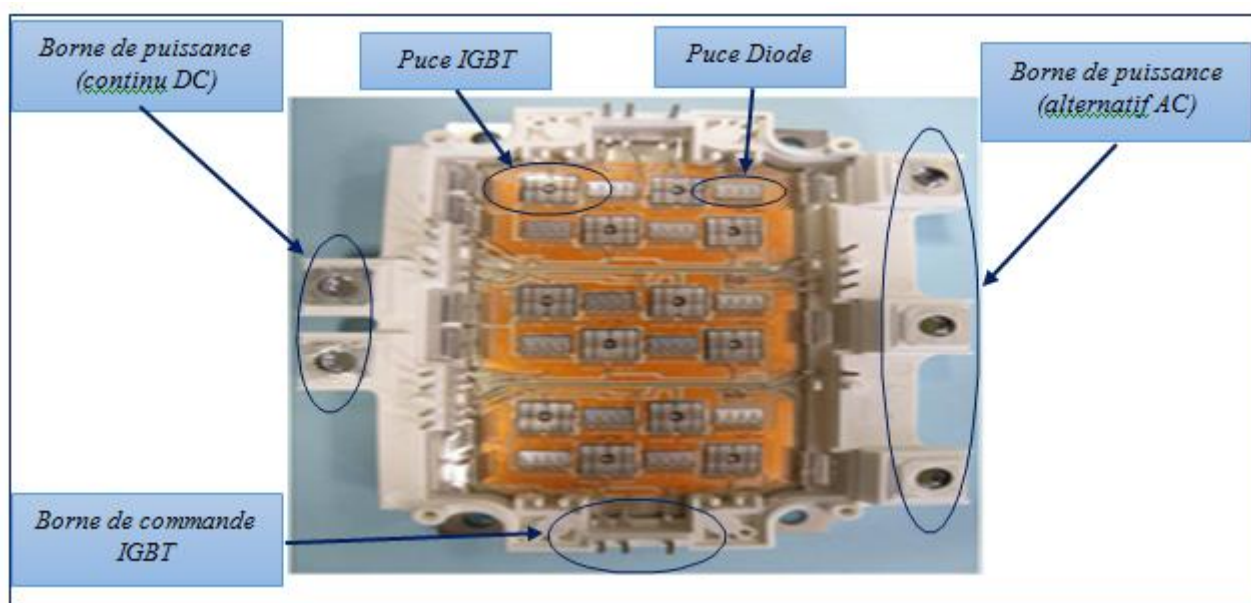


Figure I.2 : Packaging d'un module I.G.B.T. de puissance 3 bras (Technologie Automobile)

Représentation générique du module Infineon Hybrid PackTM1 600V/400A2

Cependant, l'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue en l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 220/380V, 50Hz [6].

Par ailleurs, l'onduleur connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la *MAS* une fois les interrupteurs sont ouverts.

À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu [6].

I.2.1.3 Le convertisseur électromécanique

Pour des raisons du succès acquis par la machine asynchrone s'explique par sa conception robuste réduisant les frais de maintenance, par son coût relativement moindre par rapport aux autres machines électriques et également par l'augmentation des capacités de calcul des microprocesseurs permettant de réaliser une commande performante. Les chaînes élémentaires de conversion électromécanique sont généralement motorisées par des machines asynchrones [7].

À vitesse fixe, ces moteurs sont employés pour entraîner des pompes, des ventilateurs, des convoyeurs, etc. Commandés en tout-ou-rien, leurs coûts sont particulièrement avantageux.

A vitesse variable ils sont utilisés pour des entraînements de machines car ils présentent un très bon rapport prix/performance. Comme moteurs de broches, ils peuvent même tourner à très grandes vitesses (jusqu'à 150000 tr/min), Il existe également une variante monophasée du moteur asynchrone qui est utilisée pour des entraînements de faible puissance (< 2kW) dans l'électroménager et les techniques du bâtiment (pompes, ventilateurs). [7]

- **Constitution**

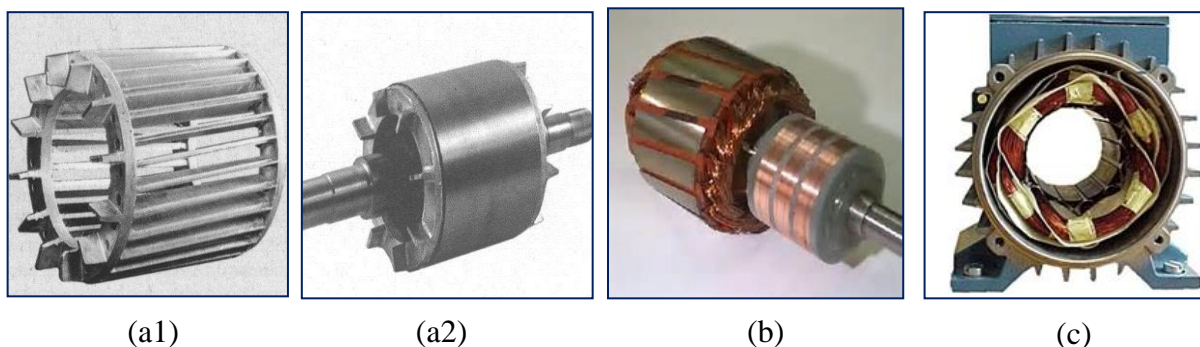
Le moteur asynchrone est caractérisé par une construction mécanique simple et robuste:

- Le stator, semblable à celui du moteur synchrone, est constitué de tôles magnétiques empilées pour limiter les pertes par courants de Foucault. Alimenté en tension alternative triphasée, il crée un champ tournant dont la vitesse dépend de la fréquence de l'alimentation et du nombre de paires de pôles.
- Le rotor des moteurs asynchrones à cage d'écureuil est constitué d'un empilage de tôles magnétiques, découpées pour créer des encoches. Chaque encoche contient une barre conductrice, généralement en aluminium. Ces barres sont court-circuitées entre elles à chaque extrémité par un anneau de même matière, formant une sorte de cage. Un tel rotor ne comporte ni aimants permanents, ni collecteur ou bagues. Les moteurs asynchrones de forte puissance ont un rotor bobiné plutôt qu'une cage. Les spires sont reliées à 3 bagues, et leur mise en court-circuit

est réalisée à l'extérieur du moteur. Ce mode de faire permet la mise en série de résistances, ce qui permet d'ajuster la vitesse sans faire appel à un convertisseur de fréquence.

- Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons des tiges de serrage.

L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil [7].



(a1)

(a2)

(b)

(c)

Figure I.3 différentes parties de MAS. (a1), (a2) rotor à cage, (b) rotor bobiné et (c) stator

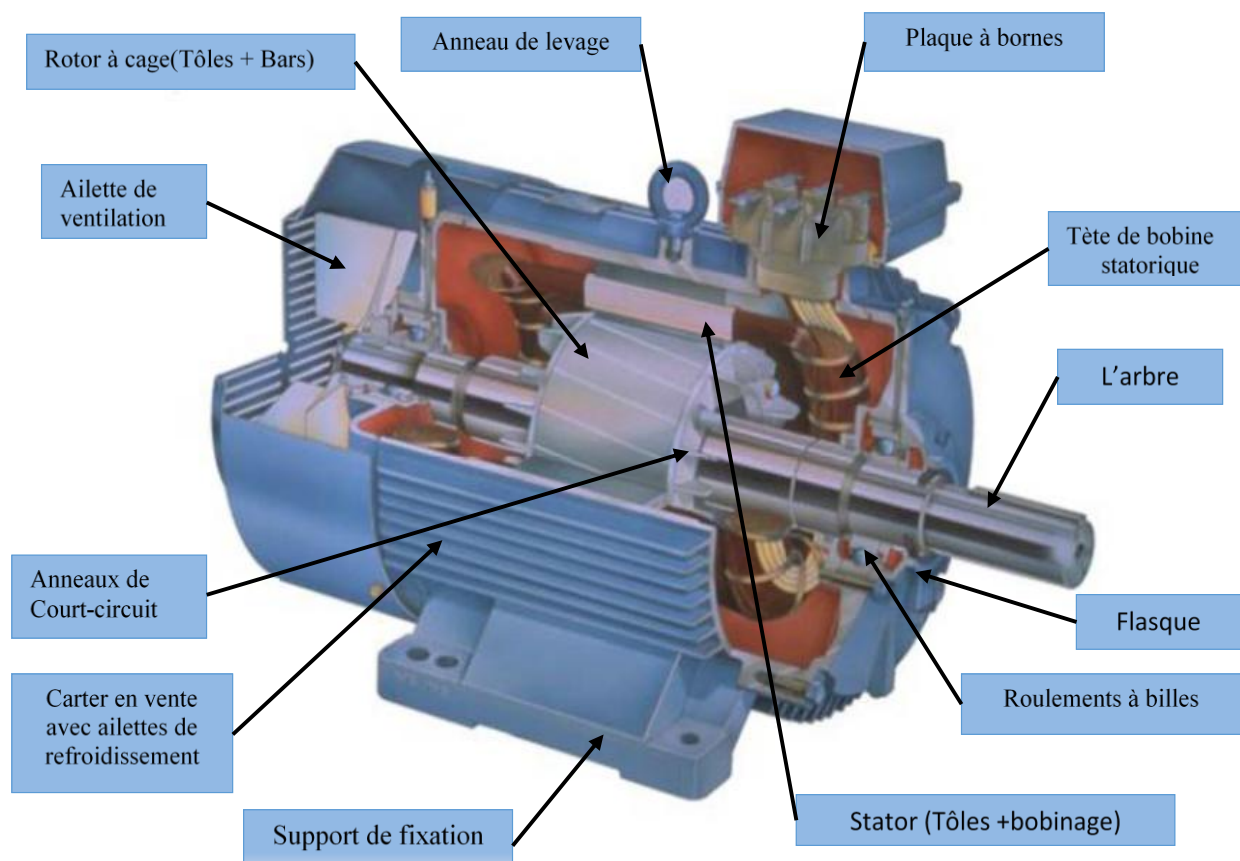


Figure I.4 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

I.2.1.4 La charge

Les charges sont constituées de tous systèmes mécaniques qui permettent de mettre en mouvement un mobile ou un fluide. La mise en mouvement d'une charge requiert de modifier sa vitesse ou sa position ce qui implique de lui fournir un couple (ou une force) afin de vaincre les effets inertiels, les frottements et autres forces résistantes (par exemple: poids d'un système se déplacement verticalement).

En application des principes de la mécanique classique, et plus particulièrement de la loi de Newton, lorsque plusieurs forces sont appliquées à un corps libre de se déplacer selon un axe linéaire, la projection de la résultante de ces forces sur l'axe de déplacement provoque une accélération inversement proportionnelle à la masse de ce corps.

Le calcul des inerties (appelés également moments d'inertie) est essentiel pour déterminer la cadence de production d'une machine qui utilise des mouvements rotatifs intermittents (va et vient, profil de came, etc.) [7].

I.3 Concepts généraux d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie

La sûreté : Au sens large, la sûreté de fonctionnement. Elle peut être définie comme "la science des défaillances". Elle inclut tous les aspects liés au dysfonctionnement des composants, dispositifs et systèmes, à savoir la connaissance de ces défaillances, leurs évolutions, leurs prévisions et le cas échéant leurs maîtrises [8, 9].

Au sens strict, la sûreté de fonctionnement est l'aptitude d'une entité à satisfaire une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions données. Elle peut regrouper les notions de Fiabilité, Disponibilité, Maintenabilité et La sécurité [5].

Fiabilité : c'est l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné. La fiabilité est généralement exprimée quantitativement par des caractéristiques appropriées. Dans certaines applications, l'une de ces caractéristiques est une expression de cette aptitude par une probabilité, appelée aussi fiabilité [10].

Disponibilité : C'est l'aptitude d'une entité à être en état d'accomplir les fonctions requises dans les conditions données. [9]

Maintenabilité : C'est l'Aptitude d'une entité à être remise en état, par une maintenance donnée, d'accomplir des fonctions requises dans les conditions données [9].

La sécurité : c'est l'aptitude d'une entité à ne pas causer de dommages dans des conditions données ou à ne pas faire apparaître, dans des conditions données, des événements critiques ou catastrophiques.

Défaillances : La défaillance est définie comme la cessation des aptitudes d'un dispositif à accomplir une fonction requise.

Elles peuvent se manifester par plusieurs symptômes appelés modes de défaillance [11].

Mode de défaillance : c'est le symptôme par lequel un défaut se manifeste. Pour les composants électroniques, les modes de défaillance peuvent être différenciés suivant la cause du défaut. Deux classes de défaillance sont alors définies ; défaillance intrinsèque et défaillance extrinsèque. La défaillance intrinsèque est celle associée au composant, et qui est liée à l'assemblage des éléments internes, aux matériaux, au design...etc. En revanche, la défaillance extrinsèque est liée à l'environnement de fonctionnement, et associée aux contraintes que subissent les composants [10].

Cause de défaillance : ensemble des circonstances qui conduisent à une défaillance (courant électrique élevé, force appliquée...etc.) [10].

Mécanisme de défaillance : ensemble des relations "cause-effet" d'un processus physique, chimique, ou autre qui relie la cause racine de la défaillance au mode de panne. Autrement dit, c'est le processus qui mène au défaut [10].

Tolérance aux pannes : désigne son aptitude de continuer à ses fonctions, éventuellement de manière réduite, lorsque l'un de ses composants ne fonctionne plus correctement. Elle peut être quantifiée en termes de fiabilité et de disponibilité. En général, un système tolérant aux pannes possède un sous-système nommé redondant. Ce dernier peut être défini comme le sous-système de rechange capable de fonctionner à la place d'un élément en défaut. Bien que ce concept permet d'avoir des systèmes plus fiables mais en revanche des systèmes plus complexes et plus onéreux [10].

Défauts : Le terme faute ou défaut est généralement défini comme un écart non permis d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport au comportement nominal [12].

Panne : Etat d'un système incapable d'assurer le service spécifié à la suite d'une défaillance [13].

Perturbation : Signal d'entrée non contrôlé dont la présence est non souhaitable mais considérée comme normale [14, 15].

La prévention des défauts : vise à empêcher l'occurrence ou l'introduction de fautes.

La tolérance aux défauts : a pour but de permettre à un système de remplir sa fonction en dépit des défauts. La tolérance aux défauts physiques concerne les perturbations dues à l'environnement, aux défauts de conception, d'interaction et aux malveillances [11].

La prévision des défauts : consiste à estimer par modélisation ou par expérimentation la présence, la création et les conséquences des défauts. Elle a comme objectif l'évaluation de la sûreté de fonctionnement et des performances [11].

I.4 Différents modes de fonctionnement d'une chaîne de conversion d'énergie électrique

Le mode de fonctionnement de l'entraînement est un élément déterminant pour le choix des technologies. Il détermine dans quelle mesure et de quelle manière le mouvement est contrôlé automatiquement pour remplir les exigences du processus de production.

Une chaîne de conversion d'énergie électrique présente généralement plusieurs modes de fonctionnement. On peut observer des modes de plusieurs types parmi lesquels [13,16] :

I.4.1 Mode de fonctionnement nominal

C'est le mode où l'équipement ou le système industriel remplit sa mission dans les conditions de fonctionnement requises par le constructeur.

I.4.2 Mode de fonctionnement dégradé

Correspond soit à l'accomplissement partiel de la mission, soit à l'accomplissement de celle-ci avec des performances moindres, en d'autres termes, il y a eu une dégradation dans le système mais pas de défaillance.

I.4.3 Mode de défaillance

Correspond à des mauvais fonctionnements du système, c-à-d qu'il y a eu défaillance soit après dégradation soit défaillance brusque.

I.5 Recensement des défauts d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie

I.5.1 Classification des défaillances

On distingue plusieurs catégories de défaillance qui dépendent soit de la vitesse d'apparition soit de son degré ou des deux [11].

I.5.1.1 La classification des défaillances en fonction du degré [17]

- La défaillance partielle, qui est la déviation des caractéristiques au-delà des limites du bon fonctionnement sans altérer la fonction.

- Défaillance complète, qui est la déviation des caractéristiques telle qu'elle entraîne la disparition de la fonction.

- Défaillance intermittente telle que les aptitudes sont retrouvées après le défaut.

I.5.1.2 Classification des défaillances en fonction de la vitesse d'apparition

- Défaillance soudaine qui ne peut être prévue par un examen ou une surveillance.
- Défaillance progressive qui peut être prévue par un contrôle ou une surveillance.

I.5.1.3 Classification des défaillances en fonction de la vitesse d'apparition et du degré

- Défaillance cataleptique qui est à la fois soudaine et incomplète.
- Défaillance par dégradation qui est progressive et partielle.

I.5.2 Conséquences des défaillances

La diversité des activités de diagnostic conduit à employer assez souvent les termes de pannes et de défauts, si bien que la différence entre les concepts de défaillance, défaut et panne est parfois très subtile. Une panne résulte d'une défaillance. Elle est définie comme l'inaptitude à accomplir une fonction requise. Les classifications des pannes son similaires à celles des défaillances [11].

I.5.3 Classification des défauts et pannes [11]

- **Panne intermittente** panne subsistant pendant une durée limitée après laquelle le système redevient apte à accomplir une fonction requise.
- **Panne fugitive** panne intermittente et difficilement constatable.
- **Panne permanente** panne d'un système qui persiste tant que n'ont pas eu lieu des opérations de maintenance corrective.
- **Panne multiple** présence de plusieurs pannes simultanément.

I.5.4 Source des défauts

Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements.

I.5.4.1 Les défauts internes

Résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés : vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée. Elles produisent des dysfonctionnements des matériels, comme par exemple une défaillance de la structure physique (composants internes), du système de perception (capteurs matériels ou

informationnels), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement) [18].

I.5.4.2 Les défauts externes

Résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains). Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au cas des défaillances internes qui affectent directement le système à contrôler. Les défauts correspondent alors à des événements qui peuvent survenir dans différentes composantes d'un système [18].

I.5.5 Comportement des défauts

La première question que l'on doit se poser lorsque l'on conçoit un système de diagnostic, est de savoir ce que l'on veut détecter. Cela revient à déterminer le type de dysfonctionnement que l'on veut diagnostiquer, c-à-d : définir le type de défauts susceptibles d'altérer le bon fonctionnement d'un système. Celui-ci peut être divisé en trois catégories distinctes [13, 19].

- **Valeurs aberrantes** : Les valeurs aberrantes sont des défauts dits fugitifs : elles affectent le système de manière instantanée. Leur cause est souvent due à un parasite, par exemple une perturbation électromagnétique. Elles se manifestent par un écart important et sporadique par rapport à la valeur nominale du signal.
- **Biais** : Un biais correspond à un saut brutal du signal. Ce défaut affecte le système d'une manière permanente et peut occasionner de graves dégâts.
- **Dérive** : Une dérive se manifeste par une croissance lente et continue du signal, et donc un éloignement progressif de sa valeur nominale. Ces défauts permanents sont plus difficiles à détecter à leur origine du fait de leur faible amplitude et de leur lente évolution.

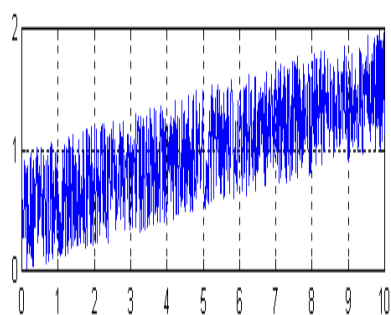


Figure I.5.1a : défaut Biais

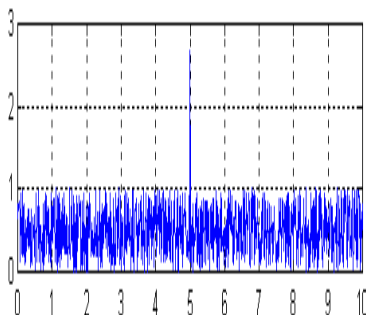


Figure I.5.1b : défaut Dérive

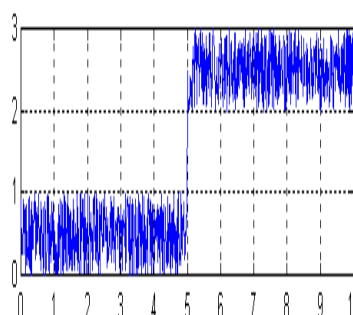


Figure I.5.1c : défaut Aberrant

I.5.6 Modélisation des défauts

Avant de procéder à la commande tolérante aux défauts, on doit tout d'abord modéliser les défauts susceptibles d'altérer le fonctionnement du système [13].

La modélisation des défauts est une représentation formelle de la connaissance que l'on a sur les défauts possibles et de leur influence sur le système. Partant du modèle, les défauts peuvent être classés conformément à la figure I.6 [20].

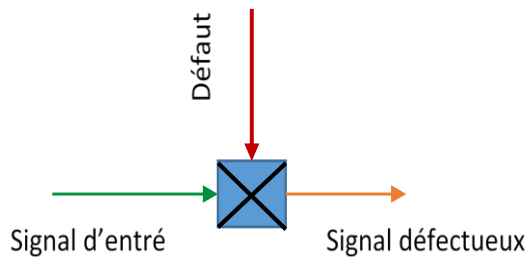


Figure I.6.a : défaut multiplicatif

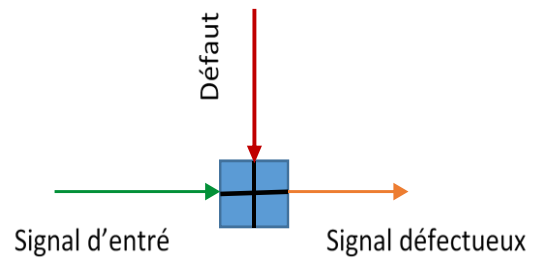


Figure I.6.b : défaut additif

Les défauts additifs : les défauts machine, convertisseur, et les défauts capteurs sont modélisés comme des signaux additifs respectivement aux signaux d'entrée et aux signaux de sorties.

Les défauts multiplicatifs : les défauts systèmes sont modélisés comme une dynamique additionnelle avec une matrice de distribution.

I.5.7 L'effet des défauts

L'effet des défauts sur le procédé se manifeste par un changement de son comportement dynamique. Ce changement implique aussi un écart procédé-modèle, entraînant une grande perte de puissance, et diminution du rendement de la chaîne d'entraînements électriques.

I.6 Les différentes défaillances dans les entraînements électriques

Le point faible de cette architecture est qu'un défaut sur chacun des composants de la chaîne de conversion d'énergie entraîne la perte de contrôle totale ou partielle de l'actionneur. En pratique, le défaut peut concerner [4] :

I.6.1 Défauts de réseau électrique

Le réseau électrique peut être le siège d'un certain nombre d'incidents. Ces incidents sont dus, dans la plupart des cas, à l'apparition de défauts qui donnent lieu à l'établissement des courants de court-circuit soit entre conducteurs, soit entre un ou plusieurs conducteurs et le sol.

Pendant le court-circuit, l'admittance de la branche en court-circuit augmente. L'importance de la diminution de l'impédance est fonction de la position du point de court-circuit dans le réseau, le problème majeur du court-circuit, c'est qu'il engendre une augmentation importante du courant dans quelques branches du réseau.

Le défaut qui se présente le plus fréquemment est le défaut unipolaire à la terre causé par la mise accidentelle à la terre d'un fil de phase du réseau. Également il peut se produire aussi un défaut entre phases appelé défaut bipolaire (contact accidentel entre deux phases) :

Le défaut entre deux phases sans contact avec la terre est appelé défaut entre phases sans liaison à la terre quant au défaut entre phases via la terre est appelé défaut avec liaison à la terre. L'incident très rare est le défaut tripolaire dû au court-circuit entre les trois fils avec ou sans liaison à la terre. C'est le seul défaut qui est symétrique, contrairement aux autres défauts qui sont dissymétriques entraînant le déséquilibre des réseaux [21].

I.6.2 Défauts de redresseur

Lorsqu'on parle des défauts qui peuvent surgir sur les redresseurs, nous visons les diodes. Pour les diodes classiques, l'analyse est plus complexe car il existe plusieurs modes de défaillance possibles. Seul le vieillissement, est la défaillance la plus importante, et qui sera présenté dans cette étude. Les diodes vieillissent de plusieurs façons, entre autres, il peut y avoir un problème affectant la puce de silicium, ou celui du boîtier qui n'est plus hermétique. [22]

I.6.3 Défauts de filtre

Le défaut le plus fréquent est le court-circuit du condensateur, dont les conséquences sont semblables à celles d'un court-circuit de bras de l'onduleur. Ce régime de défaut met en jeu des amplitudes électriques et mécaniques élevées.

Toutes ces défaillances (de réseau électrique, de redresseur et du filtre) conduisent tous à une chute de tension à la sortie du filtre LC, elle est souvent de courte durée. Mais dans le cas où cette dernière perdure, il y a le risque de l'inversion de conversion de l'énergie. Dans ce cas, le blocage des interrupteurs de l'onduleur ne peuvent pas empêcher la machine qui devient génératrice, car le courant continue à passer à travers les diodes antiparallèles. L'intensité de ce courant, non maîtrisé, risque d'endommager les composants de l'onduleur [4].

I.6.4 Défauts de réducteur

Les défauts de réducteurs de vitesses, concernent les engrenages et les autres organes de transmission de puissance et y prennent une part importante. Ils sont parmi les plus coûteux en termes de temps et de coût de maintenance. Les défauts dans les engrenages peuvent être regroupés en plusieurs catégories, entre autres: les défauts de surface, l'écaillage, la présence de fissures ou de craquelures et la casse des dents [23].

I.6.5 Défaillance de l'électronique de commande

Généralement, la défaillance de la commande des interrupteurs de puissance est associée à la défaillance des circuits drivers [24]. Les défaillances les plus critiques sont celles liées aux problèmes de connectique entre le driver et la carte de commande (impulsion de commande parasite, rupture des liaisons avec la commande, ...), défaillance de la carte de commande et défaillance de l'alimentation des driver [25, 26].

Elles apparaissent sous forme de deux modes de défaillances :

- le driver est toujours actif et sa tension de sortie reste figée à l'état +15V
- ou bien toujours inactif où sa tension de sortie -15V ou 0V.

Du point de vue fonctionnel, l'apparition de ces anomalies peut avoir des effets néfastes sur tout le convertisseur. En effet, lorsque la sortie du driver est en permanence à l'état +15V, l'interrupteur reste donc à l'état passant. A ce moment, il peut y avoir un court-circuit de la cellule et de la source de tension U_{dc} , si la voie de commande de l'interrupteur complémentaire reste intacte. Dans le cas contraire où la sortie du driver est toujours inactive, l'interrupteur concerné reste ouvert en permanence. On ne peut donc pas qualifier ce fonctionnement de défaut en circuit ouvert car la diode en antiparallèle (de roue libre) reste opérationnelle [10]. Un défaut de commande répété peut induire la défaillance d'un transistor [27].

Il y a beaucoup de défauts potentiels qui peuvent se produire inévitablement dans un système d'entraînement. Dans ce travail la gamme de défauts à l'étude doit être restreinte, et focalisée sur les défauts qui affectent le moteur asynchrone, onduleur et capteur [27].

I.6.6 Défauts de capteurs

Les mesures issues des capteurs contiennent l'information la plus importante pour la loi de commande du système. En boucle fermée, Le comportement du système dépend de cette information portant sur l'état du système et de son environnement. Un comportement non désiré, voire dangereux du système, peut avoir lieu à la suite d'un défaut de capteur. Les capteurs sont affectés par du bruit, des biais, des dérives ou une perte totale du capteur, etc. Dans ce travail, seuls des défauts de type biais ou dérives sont considérés [28].

L'origine des défauts de capteurs est variée, ils peuvent provenir d'erreurs humaines comme ceux de fabrication ou de vieillissement des soudures et des contacts ainsi que des perturbations électromagnétiques. [29].

I.6.7 Défauts de l'onduleur

Les modules I.G.B.T. sont le siège des mécanismes de dégradation et de vieillissement ayant des origines fonctionnelles ou environnementales. Plusieurs travaux ont été menés pour déterminer les

modes de défaillances, leurs causes, leurs criticités ainsi que les mécanismes d'accélération du vieillissement. La plupart des études menées concernent les conséquences du cyclage thermique appliqué aux modules I.G.B.T destinés à la traction électrique, dans chacun des domaines automobile, ferroviaire ou aéronautique [10].

Il est difficile de faire une étude exhaustive de tous les défauts qui peuvent affecter un convertisseur. Nous considérons, ici, deux types classiques de défaut : défaut de fermeture et défaut d'ouverture d'un composant commandable et nous analysons leur effet sur les caractéristiques électromécaniques du système global.

Les défaillances des semi-conducteurs apparaissent sous formes de court-circuit (CC) ou de circuit ouvert (CO) [29]. Dans certains cas, le défaut circuit ouvert est l'ultime état de défaillance, pouvant apparaître après une défaillance en court-circuit. Ces derniers sont critiques, se propagent à travers tous les éléments de la chaîne, compromettent l'intégrité du convertisseur et du moteur. Dans les systèmes de traction, le défaut le plus récurrent est le court-circuit représentant 85% des cas [10, 30, 31].

I.6.7.1 Défaut d'ouverture (transistor –interrupteur- ouvert)

Le défaut de l'onduleur qui se produit le plus fréquemment est le défaut de court-circuit d'un interrupteur.

Ce type de défaut risque de court-circuiter le bus continu lorsque l'interrupteur complémentaire du même bras de l'onduleur (Figure I.7.a) est commandé à la fermeture [4].

Dans les systèmes de traction, le défaut le plus récurrent est le court-circuit représentant 85% des cas [10, 30, 31].

a- Origines ou causes [10]

- Les problèmes de la connectique des fils de bonding de commande.
- dégradation du substrat.
- Fissuration et délamination des brasures par élévation de température.
- Cassure et dégradation de la puce semi-conductrice (surtension, chocs, stress thermique Electro-migration, et court-circuit de la grille).
- Assemblage : rupture diélectrique.

b- Effets ou conséquences

- Ce défaut conduit à des courants élevés dans le bras court-circuité aussi bien que dans les éléments posés avant le filtre, le redresseur et le réseau électrique [4].

- Si la commande rapprochée de l'interrupteur du bas ne détecte pas le défaut et n'ouvre pas son transistor, le condensateur de l'étage continu se retrouve court-circuité et le courant dans le bras devient très important. Les courants des phases deviennent alors incontrôlables à cause de la mise en conduction non contrôlée des diodes antiparallèles des autres bras [4, 23].
- Perte de rendement.
- Destruction a l'état ON.

I.6.7.2 Défaut de fermeture (transistor –interrupteur- ouvert)

Un interrupteur en défaut de circuit-ouvert est un interrupteur toujours à l'état bloqué. (Figure I.7.b)

a- Origines ou causes [10]

- Les problèmes de la connectique des fils de bonding de puissance.
- Les problèmes de la connectique des fils de bonding de commande.
- Défaut de l'interface thermique.
- Brasures : fissure.
- Défaut puce semi-conductrice : courant de fuite.
- Assemblage : rupture diélectrique.

b- Effets ou conséquences

- Perte de rendement.
- Surtension puis destruction à l'état Off.

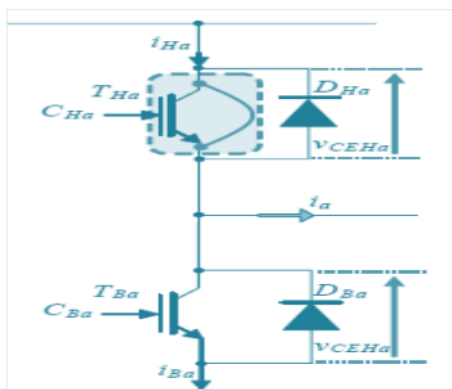


Figure I.7.a : défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor.

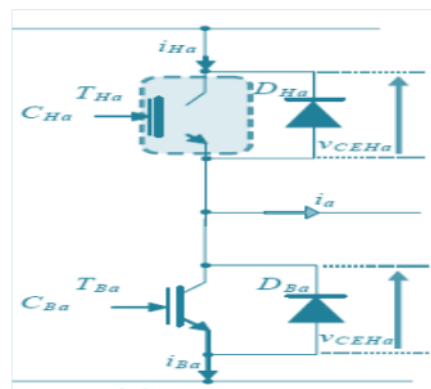


Figure I.7.b : défaut circuit-ouvert (haute impédance) d'un transistor.

I.6.8 Défauts de la machine asynchrone

Aujourd'hui, il existe plusieurs applications qui nécessitent un fonctionnement sans défaut, dont beaucoup incluent les machines électriques. Avoir une tolérance de panne totale du système, les machines électriques incluses doivent avoir un fonctionnement en continu, malgré les défauts [32].

Les différentes défaillances sur les machines électriques sont ici classées en deux catégories, à savoir : les défauts d'ordre mécanique et ceux d'ordre électrique.

Les statistiques et retours d'expériences récents sur les défauts dans les machines électriques sont difficiles à obtenir et dépendent de très nombreux facteurs [23].

I.6.8.1 Description des défauts

Les défauts peuvent être classés selon leurs origines en deux catégories : interne et externe. Les défauts internes sont provoqués par les constituants de la machine (bobinages du stator et du rotor, circuits magnétiques, cage rotorique, entrefer mécanique, etc.). Quant aux externes ils sont causés par le type d'alimentation, la charge mécanique ainsi que par l'environnement d'utilisation de la machine [33].

I.6.8.2 Causes des défauts de la machine

Les causes sont multiples et peuvent se classer en trois groupes [34, 35, 36] :

- **les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts** : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations, ... etc.
- **les amplificateurs de défauts** : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement, ... etc.
- **les vices de fabrication et les erreurs humaines** : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine, ... etc.

I.6.8.3 Défauts internes

a. Défaillances d'ordre électriques

Les défaillances d'origine électrique peuvent, dans certain cas, être la cause d'un arrêt de la machine (au même titre que les défaillances d'ordre mécanique). Ces défaillances se distinguent en deux catégories, celles qui apparaissent au niveau des circuits électriques statoriques et d'autres au niveau des circuits électriques rotoriques [37].

a.1 Défauts du circuit électrique statorique .

D'où proviennent les pannes statoriques dans les moteurs asynchrones ?

Même si les vibrations des conducteurs d'encoches et les divers frottements qui en résultent, suite à de grandes sollicitations de la machine, accélèrent l'usure des isolants, il reste que le facteur principal de vieillissement est l'échauffement anormal des bobinages. En effet, pour les machines fonctionnant en milieu hostile, de forte poussière et un taux élevé d'humidité qui viennent se déposer : entre les ailettes extérieures pour les machines fermées, et au niveau des têtes de bobines pour celles ouvertes, affaiblissant ainsi l'isolation électrique et court-circuitant du fait les conducteurs [38].

Un des points faibles des machines est la zone relative aux têtes de bobines qui, étant située hors encoche, est soumise au champ magnétique et à des efforts électromagnétiques importants. Dans le cas de bobinage distribué à simple ou plusieurs couches, les efforts sur les têtes de bobines peuvent faire vibrer les conducteurs et mettre en contact les conducteurs d'une ou de plusieurs encoches après répétition et usure des isolants. [23]

L'usure des isolations engendre des phénomènes thermiques qui se traduisent par l'augmentation de la température des différents constituants du moteur. Ses différentes causes sont : [36, 39]

- Dégradation de l'isolant à la fabrication ;
- Tension supérieure à la limite admise par le matériau d'isolation ;
- Courant élevé dû à un court-circuit, une surcharge ou à un défaut du convertisseur ;
- Vibrations mécaniques ;
- Vieillesse naturelle des isolants ;
- Fonctionnement dans un environnemental sévère.

Les défauts localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit :

- **Court-circuit inter-spores** : Le défaut de court-circuit entre spores peut être causé par une dégradation des isolants des spores du bobinage statorique. Il apparaît à l'intérieur des encoches statoriques, entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée et une légère variation de l'amplitude sur les autres phases. [36]

- **Court-circuit inter-phases** : Ce défaut engendre le déséquilibre des courants statoriques et induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des fusibles de protection, des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. Ces défauts ont le plus souvent une origine mécanique due aux vibrations excessives. Ces vibrations peuvent mener à un desserrement des boulons de la plaque à bornes de la machine. Ce qui peut engendrer un court-circuit ou une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et ainsi les bornes de la machine peuvent être à l'origine d'une

ouverture de phase. Dans ce cas le déséquilibre des courants de phases peut être utilisé pour la détection d'un tel défaut. [36, 40]

- **Court-circuit phase-masse** : Le courant dans la phase concernée a une amplitude supérieure par rapport au courant des autres phases. Toutefois, les courants qui parcourent ces phases sont amplifiés par rapport au cas de la machine saine.

Plus important est le nombre de spires en court-circuit, plus forte est l'augmentation des courants. De plus le facteur de puissance diminue avec l'augmentation de nombre de spires en court-circuit. Ce qui explique la modification des bobinages, qui implique une variation de l'inductance propre de la phase affectée également par le défaut et affecte les autres par couplage magnétique.

- **Court-circuit inter-bobines** : Un court-circuit au bobinage près du neutre n'a pas un effet aussi radical. Il conduit à un déséquilibre de phases, ce qui a une répercussion directe sur le couple. Ce type de défauts perturbe aussi sensiblement les commandes développées sur la base du modèle de Park (hypothèse d'un modèle équilibré) [41].

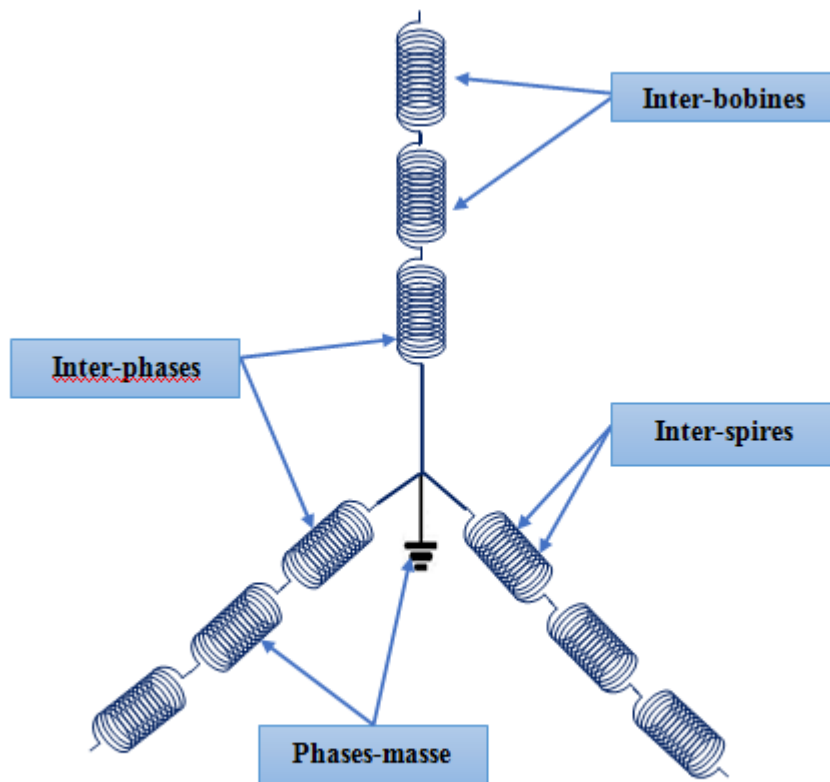


Figure I.8 : Distinction entre les différents types de court-circuit dans le stator

a.2 Défaut des circuits électriques rotoriques

Un rotor bobiné peut être touché par les mêmes défauts que le stator. Pour un rotor à cage les défauts se résument à la rupture de barres ou à la rupture d'anneaux de court-circuit.

- **Les cassures des barres :** L'apparition d'un défaut de rupture de barres n'induit pas à un arrêt de la machine, du fait que le courant qui traversait la barre cassée se répartit sur les barres adjacentes [31]. Ces barres sont alors surchargées, et les contraintes thermiques et électromécaniques engendrées peuvent conduire à leur rupture, et ainsi de suite jusqu'à la rupture d'un nombre suffisamment important de barres pour provoquer l'arrêt de la machine [33].

- **Cassure d'une portion d'anneau de court-circuit :** La cassure de portion d'anneau est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres dans une machine asynchrone à cage. Ces cassures sont dues soit à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux, d'autant que les portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques [42]. Il convient de mentionner, qu'un mauvais dimensionnement des anneaux, conduit à une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple et, donc, à des courants pouvant entraîner leur cassure [31, 33, 42].

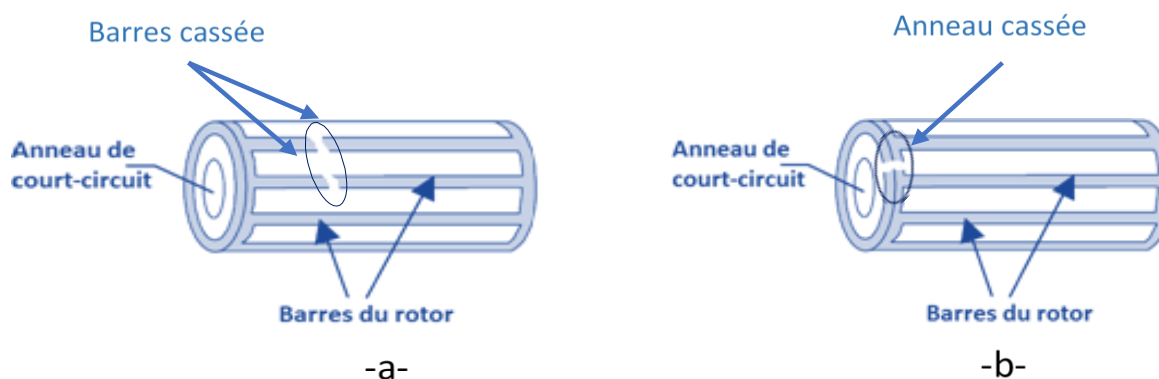


Figure I.9 : Défaut d'un rotor à cage d'écureuil : -a- rupture de barres ; -b- rupture d'anneau de

b. Défaillances d'ordre mécanique

Les défaillances d'ordre mécanique sont, en général, les plus souvent rencontrées parmi tous les défauts que compte la machine asynchrone. Ces défauts peuvent apparaître au niveau des roulements à billes, des flasques ou encore de l'arbre moteur. On énumérera par la suite certains de ces défauts.

- **Défaillances des roulements :** Les roulements à billes jouent le rôle d'interface électromécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines

de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure du roulement et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement [35, 43].

Ses causes possibles

- l'usure due au vieillissement
- la température de fonctionnement élevée
- la perte de lubrification
- l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement)
- le défaut de montage
- les courants d'arbres (Shaft Current)

Ses conséquences directes sont

- des trous dans les gorges de roulement intérieures et extérieures
- l'ondulation de leur surface de roulement
- l'attaque des billes
- la corrosion due à l'eau
- défaut de graissage, problème dû à la température
- décollement, effritement de surface provoqué par une surcharge



Figure I.10 : Roulement à billes

- **Défaillances du flasque :** Les défauts créés par les flasques de la machine asynchrone sont le plus généralement causés à l'étape de fabrication. En effet, un mauvais positionnement des flasques provoque un désalignement des roulements à billes, ce qui induit une excentricité au niveau de l'arbre de la machine. Il est possible de détecter ce type de défaillance par une analyse vibratoire ou une analyse harmonique des courants absorbés par la machine [40].

- **Défaillances de l'arbre :** L'arbre de la machine peut laisser paraître une fissure due à l'utilisation d'un mauvais matériau lors de sa construction. A court ou long terme, cette fissure peut mener à une fracture nette de l'arbre provoquant ainsi un arrêt irrémédiable de la machine asynchrone. Les milieux corrosifs peuvent aussi affaiblir la robustesse de l'arbre de la machine. Par exemple, l'humidité peut provoquer

des microfissures et conduire à une destruction complète de la machine. Une excentricité statique, dynamique ou mixte peut induire des efforts considérables sur l'arbre moteur, amenant ainsi une fatigue supplémentaire. Une analyse vibratoire, une analyse par ultrason, une analyse fréquentielle des courants absorbés ou simplement une analyse visuelle de l'arbre de la machine permet de détecter ce type de défaillance [40].

- **Défauts d'excentricité** : D'excentricité statique, dynamique ou mixte [44] :

Le défaut d'excentricité statique : est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator, dont la cause la plus fréquente est un défaut de décentrage des flasques.

Le défaut d'excentricité dynamique : peut-être causé par une déformation du cylindre rotorique, une déformation du cylindre statorique ou la détérioration de roulements à billes.

L'excentricité mixte : la plus fréquente, est la combinaison d'une excentricité statique et d'une excentricité dynamique.

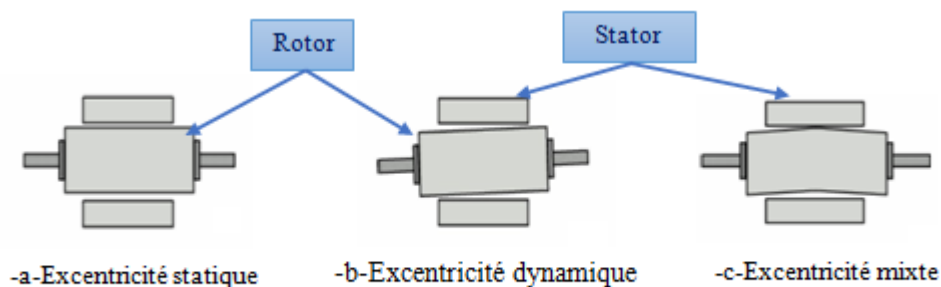


Figure I.11 : différents types défaut de l'excentricité

I.6.8.4 Défauts externes

Ces défauts sont principalement dus à un problème de nature [36] :

- **Electriques** : régime transitoire, fluctuation de la tension et déséquilibre d'alimentation.
- **Thermiques** : température ambiante élevée, points chauds, surcharge.
- **Mécaniques** : agression, choc en service, mauvais montage et oscillation de couple.
- **Dynamiques** : arbre de transmission de rotor et le bobinage pour le stator.
- **Chimiques** : corrosion, humidité.

I.7 Etude statistique des défauts de la machine asynchrone

Statistiquement, il est difficile de donner une répartition exacte des défaillances de machines électriques puisque le recensement des pannes et défauts n'est pas automatique dans l'ensemble des parcs d'exploitation et des ateliers de maintenance [33, 45].

Des multiples études statistiques sur des machines ont été effectuées depuis les années 80 jusqu'à présent. Toutes ces statistiques mentionnées dans [46, 47, 48, 49] concernent les machines asynchrones de moyenne et grande puissance exploitées dans l'industrie.

Les études effectuées sur des machines asynchrones de grande puissance (de 100 kW à 1MW) dans les années 90 par Thorsen [50, 51] mentionnées après par Thomson [49] ont montré que sur cette gamme de puissance certaines pannes sont plus fréquentes que d'autres et les pannes les plus fréquentes sont du type mécanique (Figure I.12). La majorité d'entre elles se situent sur les roulements (41%) et le stator (37%). Les moins fréquentes sont les pannes au rotor (10%) et les autres types constituent 12%.

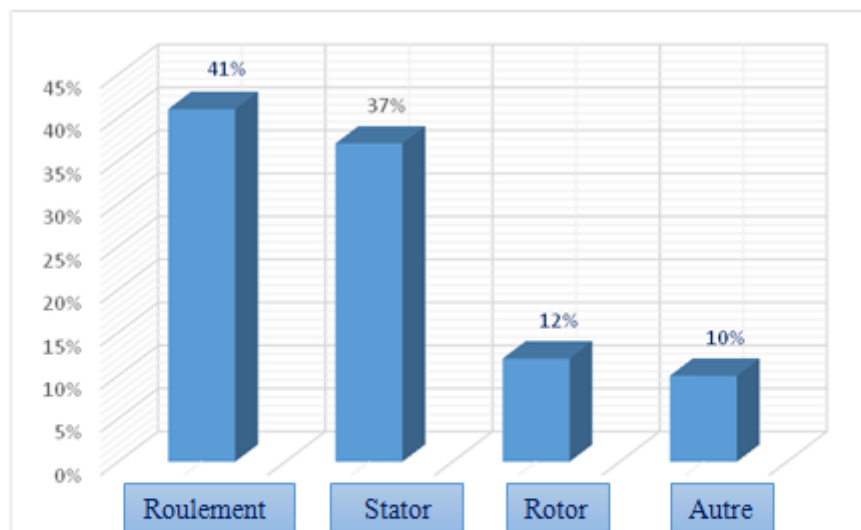


Figure I.12 : Evolution du pourcentage des défauts des MAS de grande puissance pendant une décennie
(Thomson 1999)

Une étude statistique récente faite par Bonnett [52] sur les machines asynchrones de grande puissance exploitées dans l'industrie pétrochimique, montre que 69% de pannes se sont produites sur les roulements, 21% au stator, 7% au rotor et 3% dans les autres régions de la machine (Figure I.13).

Comme cela a été déjà mentionné dans l'étude [49] la répartition présentée dans [48] confirme que quelques défauts des machines de grande puissance proviennent principalement de roulements et du bobinage statorique (Figure I.13).

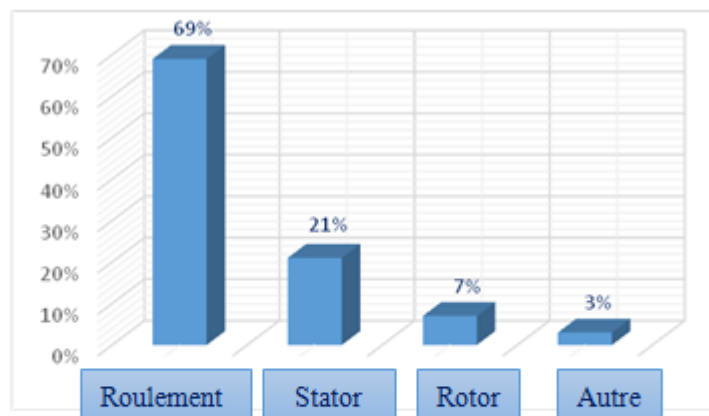


Figure. I.13 Evolution du pourcentage des défauts des MAS de grande puissance pendant une décennie (Bonnett 2008)

D'autre part, ces études montrent que pendant une décennie la répartition du pourcentage de ces défauts a changé, les défauts de roulements sont passés de 41% à 9%, les défauts au stator sont passés de 37% à 21% et celles au rotor de 10% à 7%. On constate que les défauts dans le stator et le rotor sont de moins en moins fréquents cela est dû à l'amélioration de la technique de fabrication de machines électriques (par exemple, l'amélioration des isolants), la principale source de défaillance reste les roulements.

Une autre étude statistique effectuée en 1988 par une compagnie allemande d'assurance des systèmes industriels [53] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50kW à 200kW) a montré que 50% des défauts sont des défauts statoriques et seulement 20% sont des défauts rotoriques (voir figure I.14) [41].

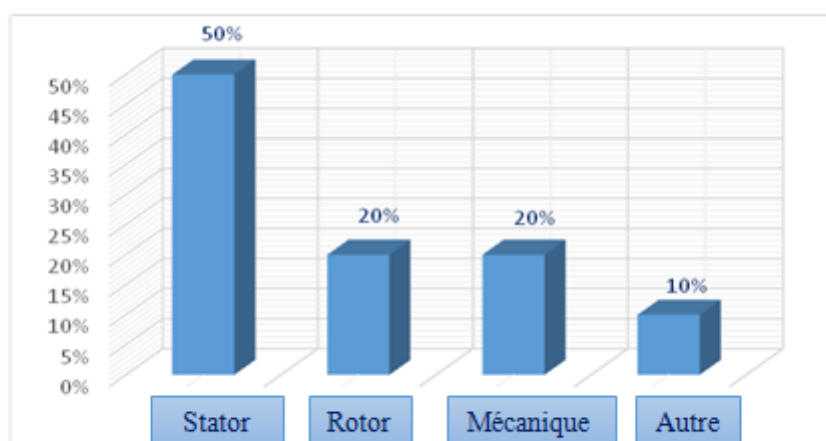


Figure I.14 : Répartition des types de défauts des machines asynchrones de moyenne puissance

I.8 Effet des défauts sur le comportement de la machine asynchrone

I.8.1 Effet de défauts de roulement à billes

Du fait que les éléments roulants du roulement supportent le rotor, quelque soient les défauts dans les roulements, ils vont produire des mouvements radiales entre le rotor et le stator dans la machine. Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieur comme intérieur [54].

Les fréquences de vibrations provoquées par un défaut de roulement varient selon le type de défaut comme suit [55] :

Défaut de la cage externe du roulement :

$$f_{be} \text{ [Hz]} = (N/2) f_r [1 - b_d \cos(\theta)/d_p] \quad \text{I.1}$$

Défaut de la cage interne du roulement :

$$f_{be} \text{ [Hz]} = (N/2) f_r [1 + b_d \cos(\theta)/d_p] \quad \text{I.2}$$

Défaut de billes :

$$f_{be} \text{ [Hz]} = (d_p f_r / b_d) [1 - (b_d \cos(\theta)/d_p)^2] \quad \text{I.3}$$

θ : angle de conta

b_d : diamètre des billes;

d_p : distance du centre des billes ;

N : nombre de billes.

I.8.2 Effet de défauts statoriques

Ce type de défauts entraîne l'apparition d'une série d'harmoniques dans le spectre du flux axial donnée par [49, 54] :

$$f_{st} \text{ [Hz]} = [K \pm n(1-g)/P] f_s \quad \text{I.4}$$

f_{st} : fréquence des défauts au stator.

Avec $k=1,3$ et $n=1, 2, 3, \dots (2p-1)$

I.8.3 Effet de barres rotoriques cassées et anneaux de court-circuit rompus

Le résultat de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création des courants supplémentaires dans le bobinage statorique à des fréquences induites [49, 56] :

$$f_{bc} \text{ [Hz]} = [1 \pm 2.K.g] f_s \quad \text{I.5}$$

f_{bc} : fréquence de barre cassée.

- Le signe (+) indique la conséquence des oscillations en vitesse.
- Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

D'autres composantes spectrales peuvent apparaître dans le spectre du courant statorique à des fréquences données par l'expression suivante :

$$f_{bc} \text{ [Hz]} = [(K/P)(1-g) \pm g] f_s \quad \text{I.6}$$

I.8.4 Effet de défauts relatifs à l'excentricité

La présence de l'excentricité se manifeste par la création d'harmoniques dans le spectre du courant à des fréquences données par [54] :

$$f_{ecc} \text{ [Hz]} = [(K.R \pm n_d) (1-g)/P \pm v] \quad \text{I.7}$$

f_{ecc} : fréquence d'excentricité.

nd : connu comme un ordre d'excentricité ;

$nd=0$, dans le cas de l'excentricité statique.

$nd=1,2,3,\dots$ dans le cas de l'excentricité dynamique.

R : nombre d'encoche rotorique.

v : ordre des harmoniques temporelles au stator ; ($v = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$).

I.9 Etat de l'art de la commande tolérante aux défauts

I.9.1 Objectif de la commande tolérante aux défauts

Une commande tolérante aux défauts possède la capacité de s'accommoder, de manière automatique, aux défauts pouvant affecter ses différents composants [57].

Dans les applications industrielles critiques telles que l'aéronautique ou le nucléaire, le problème de la tolérance aux défauts est souvent traité au moyen de la redondance matérielle. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert également un important dispositif de maintenance. Ainsi, la commande tolérante aux défauts abordée par des approches analytiques, permet d'éviter des coûts élevés d'investissement et d'entretien. Par conséquent, la tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande avec une structure appropriée permettant de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque un ou plusieurs composants sont défectueux [58].

I.9.2 Classification des méthodes de commande tolérante aux fautes

En présence d'un défaut de faible gravité, l'application d'une simple commande robuste au système peut suffire à maintenir les performances nominales : on parle alors d'accommodation passive du défaut. En revanche, en présence de défauts critiques, un bloc de détection et de localisation du défaut est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts. On distingue alors deux approches distinctes : approche passive et approche active suivant la qualité des performances après défauts [12].

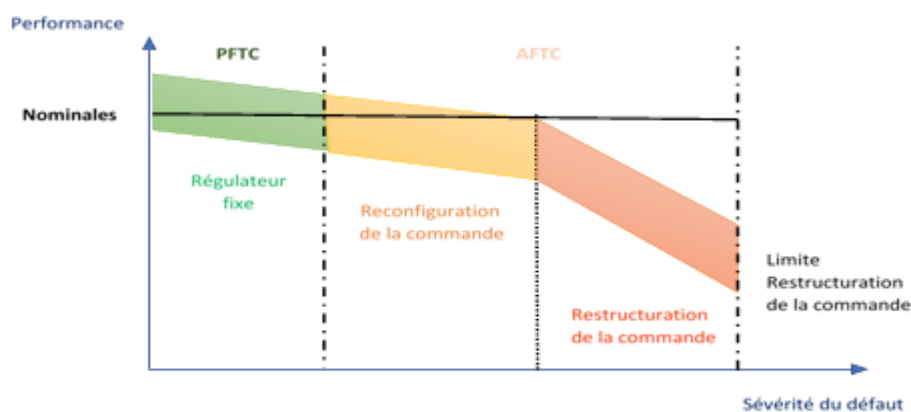


Figure I.15 : Types des systèmes tolérants aux défauts

I.9.2.1 Approche Passive

Dans le cadre de l'approche passive, les contrôleurs sont synthétisés de façon à être robustes à certains défauts. L'idée principale est de faire en sorte que le système en boucle fermée soit robuste aux incertitudes et à quelques défauts spécifiques et sans l'utilisation en ligne d'information sur les défauts. Cette approche ne nécessite aucun schéma de détection de défauts ni aucune reconfiguration de la loi de commande mais sa capacité de tolérance intrinsèque reste restreinte à quelques défauts. Dans le cas passif, le système en défaut continue d'opérer avec le même contrôleur et la même structure du système : les objectifs et les performances restent les mêmes que ceux du système nominal [58].

Afin de mieux comprendre le principe de la tolérance aux défauts des systèmes dynamiques, nous procédons à la décomposition du système en couches ou niveaux. La figure (I.16) représente une décomposition hiérarchique d'un système de commande tolérant aux défauts passifs. Dans cette figure, un système PFTC est décomposé en trois niveaux [58] :

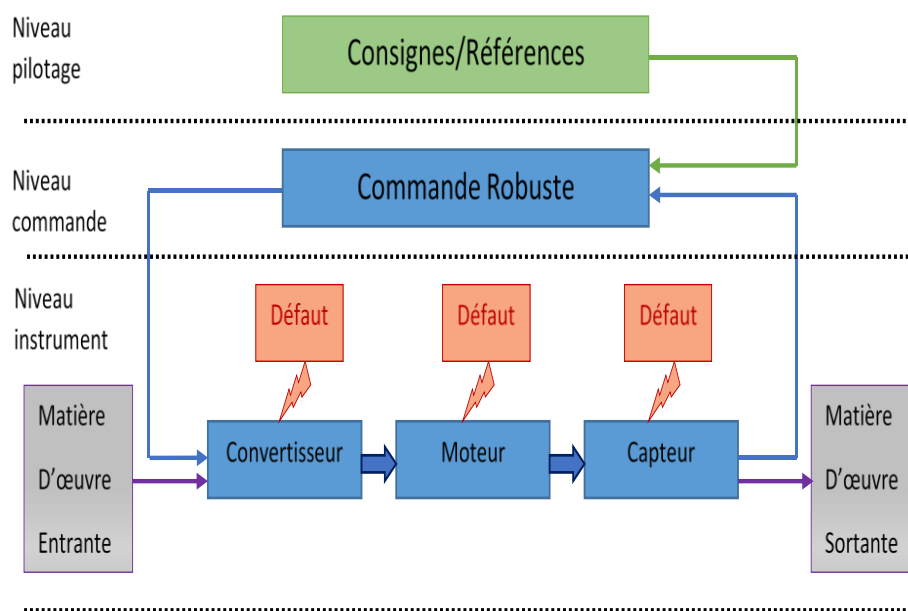


Figure I.16 : décomposition hiérarchique d'un système PFTC

1) Niveau pilotage :

Qui gère les consignes/références nécessaires pour piloter l'activité en question.

2) Niveau commande :

Qui contient le contrôleur robuste chargé de commander en temps réel l'activité.

3) Niveau instrumentation :

Qui regroupe les instrumentations nécessaires pour la transformation de la matière d'œuvre à savoir les actionneurs, les capteurs et autres composants du système.

Le contrôleur reçoit les consignes/références de la couche supérieure (niveau pilotage) et les mesures de la couche inférieure (niveau instrumentation) pour élaborer les signaux de commandes pour le système. Le niveau commande fonctionne en permanence pour assurer la poursuite de la référence et l'atténuation des perturbations et de quelques défauts prédéfinis [58].

I.9.2.2 Approche Active

Contrairement à l'approche passive, l'approche active est amenée à réagir aux diverses défaillances du système en reconfigurant les lois de commandes en-ligne et en temps-réel tout en préservant la stabilité et les performances de celui-ci. Dans certaines circonstances, une dégradation des performances peut être acceptée [58].

Le principe fondamental des systèmes de commande tolérants actifs aux défauts (AFTCS pour Active Fault Tolerant Control Systems) repose sur l'utilisation d'un mécanisme de reconfiguration qui

se trouve à un niveau dit de "surveillance" dans le schéma hiérarchique du système de commande tolérant (voir figure I.17). Ce mécanisme agit sur un contrôleur reconfigurable qui doit être capable de s'adapter automatiquement au comportement du système "pré-" et "post-défaut".

Le niveau surveillance, intercalé entre les niveaux commande et pilotage, a pour but de satisfaire, en boucle fermée, aux exigences de performance du système dans le cas sain ainsi que dans le cas défectueux. Ce niveau effectue les deux étapes conceptuelles de l'AFTC, qui sont le diagnostic de défauts et la reconfiguration de la loi de commande, habituellement réalisées séparément et dans cet ordre.

La figure (I.17) montre en détail la décomposition hiérarchique du système AFTC avec les différents niveaux hiérarchiques allant du niveau instrumentation où figure les capteurs et les actionneurs jusqu'à le niveau pilotage où on fixe les consignes de pilotage de l'activité encours en passant par les niveaux de commande et de surveillance [58].

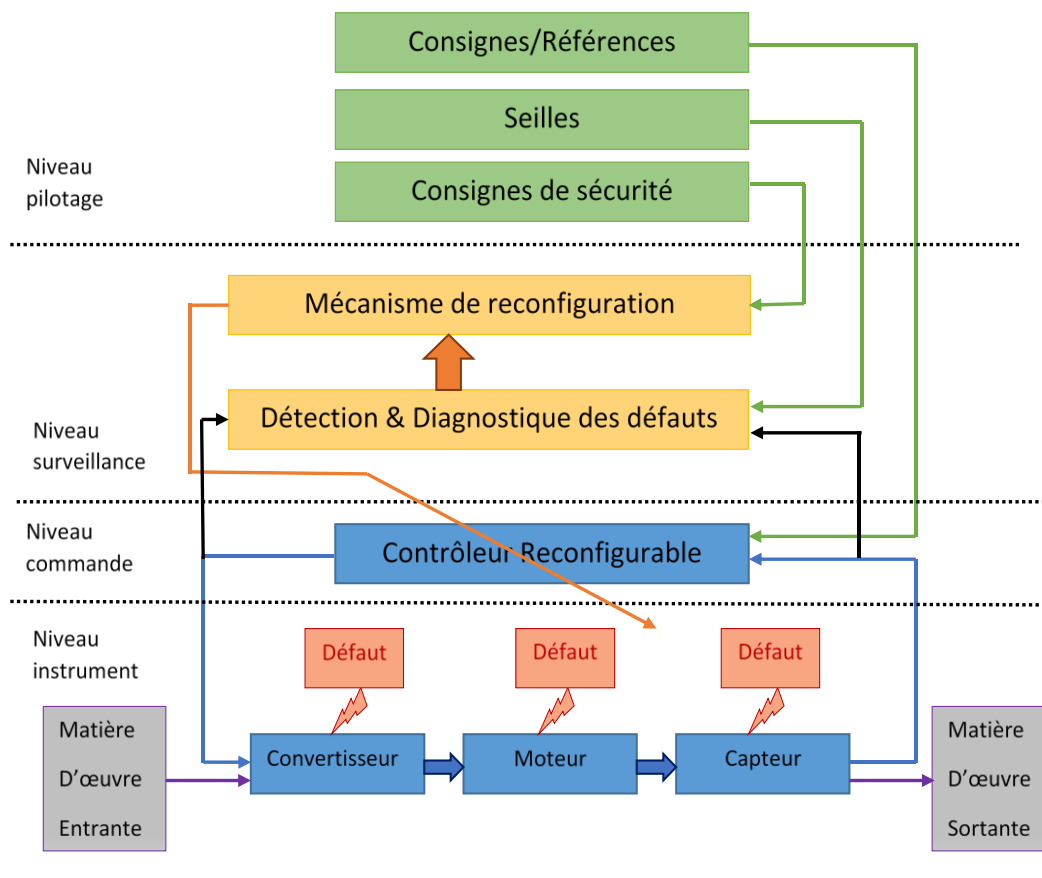


Figure I.17 : décomposition hiérarchique d'un system AFTC

Pour réaliser une reconfiguration performante du système de commande, les algorithmes de détection et de diagnostic de défauts (acronyme : FDD pour fault Detection and Diagnosis) doivent

fournir en temps réel l'information exacte et la plus récente sur l'état réel du système. Il est important de remarquer que dans la littérature on trouve aussi le terme détection et isolation de défauts (acronyme : FDI pour Fault Detection and Isolation). De leur côté, (Blanke et al, 2006) font une distinction entre les termes accommodation, reconfiguration et restructuration. Le terme de reconfiguration sera utilisé pour qualifier les actions réalisées afin d'assurer la tolérance aux défauts. Cependant, nous définissons deux niveaux de reconfiguration. Le premier agit sur la loi de commande et le second concerne la modification des références en fonction de l'ampleur du défaut sur les performances du système [58].

I.9.3 Niveaux de performances de FTCS

La notion de performances du système est un terme générique reflétant les sorties du système dynamique sous ses différents états et sous différents points de vue. Supposons qu'on peut représenter la performance à partir d'un indice π et en fonction d'une variable v (cette variable contient implicitement les objectifs et les commandes). La figure.I.16 montre les différentes régions de fonctionnement d'un système qui s'exprime en termes de performances [23].

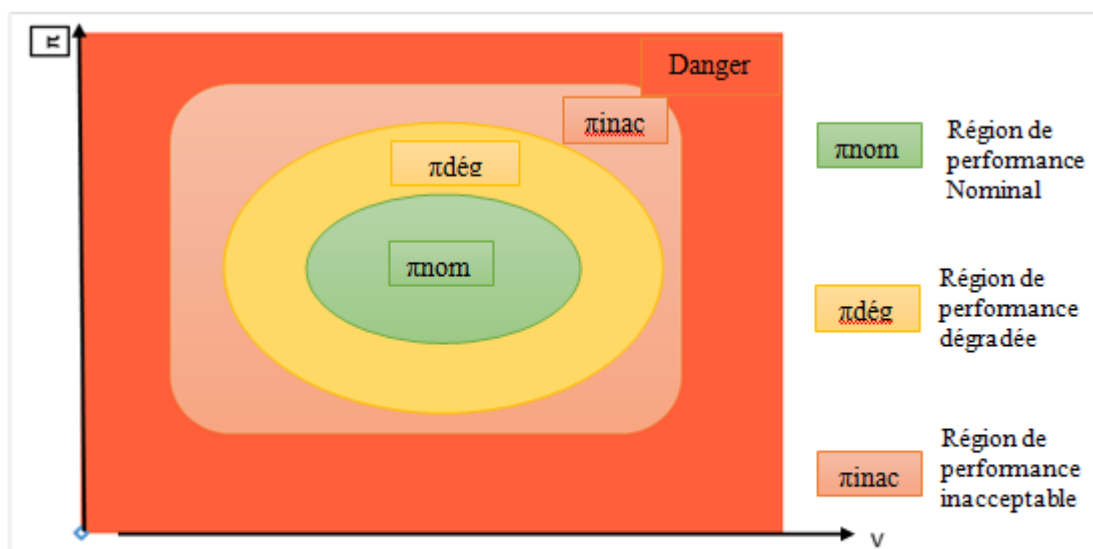


Figure I.18 : Différentes régions de performance d'un système dynamique

- **Dans la région de performance nominale**, le système remplit les tâches qui lui sont confiées. C'est dans cette région que le système devrait rester tout au long de son fonctionnement. Le contrôleur doit permettre au système nominal de rester dans cette région en dépit des perturbations et incertitudes du modèle utilisé lors de la conception du contrôleur. Le contrôleur peut même maintenir le système dans cette région si des défauts de faible gravité apparaissent, bien que ceci ne soit pas son but

premier. Dans ce cas, le contrôleur "cache" l'effet des défauts, qui n'est pas sa mission attendue mais rend la tâche de diagnostic du défaut plus difficile.

- **La région de la performance dégradée** exprime la région où les points de fonctionnement du système défectueux sont autorisés à se déplacer. Le contrôleur tolérant aux défauts enclenche des actions de commande qui permettent de ramener de nouveau le système dans la région de la performance nominale si possible ou empêcher une autre dégradation de la performance vers des régions inacceptables ou dangereuses. Dans cette région, le système de surveillance est appelé à diagnostiquer le défaut et ajuster le contrôleur compte tenu de la nouvelle situation du système.
- **La région de la performance inacceptable** doit être évitée à l'aide du contrôleur tolérant aux défauts. Cette région se trouve entre la région de la performance acceptable dans laquelle le système pourrait fonctionner dans le cas le plus défavorable et la région dangereuse, que le système devrait ne jamais atteindre.

En cas d'un défaut très grave qui peut engendrer des dommages importants, un système de sécurité interrompt le fonctionnement du système global pour éviter la mise en danger du système et de son environnement. Cette procédure est enclenchée si le niveau minimum acceptable de performance est atteint.

I.9.4 Capacité implicite à la tolérance aux défauts

La robustesse des systèmes de régulation donne lieu à une tolérance implicite aux défauts. En effet, les défauts ayant un impact limité sur les performances du système qui peuvent être assimilés à des perturbations ou à des incertitudes dynamiques de modèle, sont souvent compensés par l'action de la commande. Il s'agit de l'effet de rétroaction du contrôleur et le procédé [28].

I.9.5 Capacité explicite à la tolérance aux défauts

Si l'information concernant le défaut est disponible en ligne, il est possible d'utiliser la commande pour améliorer la tolérance aux défauts à chaque instant d'échantillonnage. Les défauts qui affectent le système peuvent ainsi être pris en compte dans le contrôleur d'une manière naturelle [28, 59] :

- modifier le modèle interne du procédé employé par la commande afin de refléter l'influence du défaut sur le procédé.
- changer les contraintes afin de représenter certains types de défauts, notamment quand il s'agit des défauts sévères (blocage d'actionneur, défaillance du capteur,...).

- relaxer les objectifs initiaux de la commande en vue de refléter les limites du système en cas de défaut.

Toutefois, ces moyens reposent sur plusieurs hypothèses :

- la nature du défaut peut être localisée et ses effets sont modélisés.
- le modèle interne du procédé peut être actualisé d'une manière automatique.

2) l'exactitude des informations délivrées).

I.10 Position du problème à résoudre

D'après la présentation exhaustive et la discussion, il a été constaté que :

- Les différents éléments d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie sont à l'origine du mouvement nécessaire pour la réalisation de tous les processus industriels.
- L'actionneur électrique de type convertisseur-machine, (plus précisément une machine Asynchrone triphasée alimentée par une source de tension via un onduleur MLI à trois bras et sa commande) est l'élément le plus important dans la chaîne de conversion électromécanique.
- Le point faible de cette chaîne est la présence de défauts sur chacun de ses composants, les plus fréquents sont les défauts qui affectent l'ensemble (onduleur-MAS et commande), et qui sont respectivement : (court-circuit entre spires, interrupteur maintenu ouvert et offset sur le capteur).
- Les défauts regroupés en deux catégories : défauts sévères et défauts de faible gravité, sont des événements qui agissent sur un système et qui peuvent changer ses propriétés le conduisant à une dégradation des performances du procédé voire à son instabilité, l'état de l'art de la commande tolérante aux défauts : (approche passive et approche active)

À la lumière de ce qui a été énoncé, et puisque nous nous sommes intéressés par les défauts (court-circuit entre spires, interrupteur maintenu ouvert et offset sur le capteur) qui sont considérés comme des perturbations, c'est-à-dire des défauts de faible degré de gravité.

Le présent travail a pour objectif d'élaborer une commande d'un moteur asynchrone en présence de défaut dans l'ensemble convertisseur-moteur et commande. Elle permet d'assurer la continuité du fonctionnement en mode dégradé et tolérer ces défauts.

I.11 conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une analyse d'une chaîne de conversion électromécanique d'énergie, ainsi que les conséquences des défauts qui peuvent apparaître sur les différents éléments constituant cette chaîne, et plus précisément l'ensemble convertisseur-moteur et commande, dans le but d'accroître le degré de disponibilité de ce dernier. Il est nécessaire, alors de citer quelques notions théoriques, définitions et concepts liés à ce sujet.

Ainsi, il a fallu s'orienter, dans la suite de notre travail, vers des modèles permettant de représenter les différents modes de fonctionnement sains et défaillants de l'ensemble convertisseur-moteur et commande.

Chapitre II

Modélisations de la Machine Asynchrone en présence des défauts

II.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone, en prenant en considération les défauts d'alimentation et les défauts statoriques et rotoriques de la machine. A cet effet, pour la modélisation des défauts d'alimentation, on effectuera des modifications au niveau des tensions V_{ds} et V_{qs} , chose qui permet de révéler les différents types de défauts d'alimentation (coupures et déséquilibres de tension). Afin de pouvoir modéliser les défauts statoriques tels que les courts-circuits entre spires de la même phase, il suffit d'introduire des coefficients dans les matrices des résistances et inductances statoriques et ainsi que dans les inductances mutuelles stator-rotor. Ces coefficients tiendront compte de différence entre le nombre de spires en court-circuit et le nombre total des spires de la même phase; de cette manière on obtient le nombre de spires utiles. Enfin, pour modéliser les défauts rotoriques (coupure d'une ou de plusieurs phases) il faut modifier les valeurs des coefficients **A1**, **A2**, **A3**, et **A4** à l'état sain de la machine.

II.2 Modélisation du système convertisseur-moteur et commande

Le système d'association représenté dans la figure. **II.1** est constitué essentiellement d'une source d'alimentation continue (un pont redresseur à diode suivi d'un filtre comportant une inductance et d'une capacité), ainsi que d'un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de la largeur d'impulsion MLI ; ce dernier alimente un moteur asynchrone triphasé.

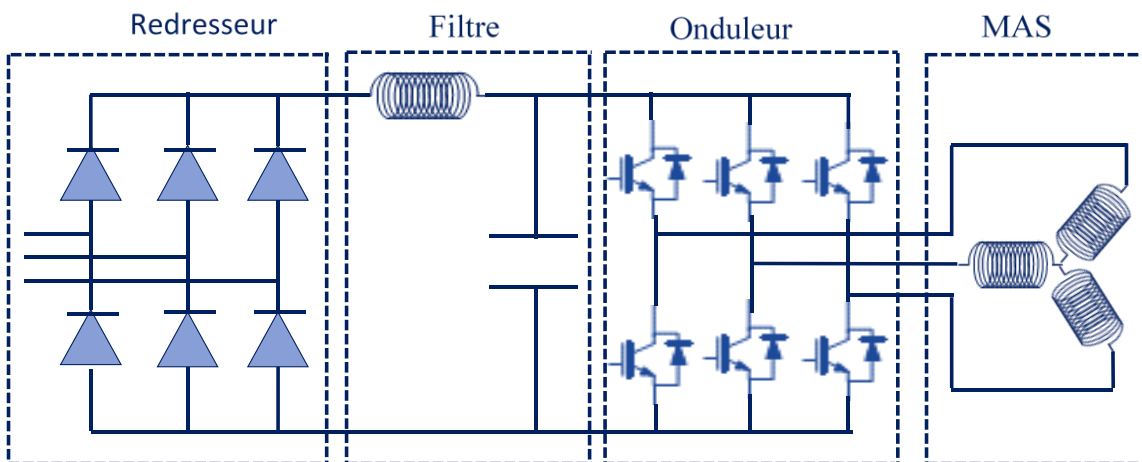


Figure II.1 Schéma d'association convertisseur-moteur

II.2.1 Modélisation du système sain

II.2.1.1 Modélisation du convertisseur sain

Le convertisseur considéré (**figure. II.2**) se compose de deux ponts l'un de diode et l'autre de transistor de type IGBT qui sont respectivement : redresseur et onduleur. reliés entre eux par un circuit de filtrage (L_f, C_f).

II.2.1.2 Modélisation du filtre sain

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur, il est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{i_f - i_{dc}}{C_f} \\ \frac{d}{dt} i_f = \frac{U_{red} - U_{dc}}{L_f} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$\frac{U_{dc}}{U_{red}} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{C_f L_f})^2} \quad (\text{II.2})$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tels que sa pulsation de résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur.

D'où la condition au choix de C_f et L_f

$$\omega\sqrt{C_f L_f} < 1 \quad (\text{II.3})$$

II.2.1.3 Modélisation du redresseur sain

Le pont de redresseur a trois entrées et deux sorties. Il est représenté par une matrice de connexion [M_{Cr}] de dimension (3,2). En ne tenant pas compte des commutations entre deux phases du réseau, la matrice [M_{Cr}] ne peut avoir plus de deux éléments égaux à 1 en même temps. [M_{Cr}] permet d'évaluer la tension redressée, à la sortie du pont redresseur et les courants de source [60].

$$\text{On a: } U_{red} = \sum_{i=1}^3 [\text{M}_{Cr}(i,1) - \text{M}_{Cr}(i,2)] V_s(i) \quad (\text{II.4})$$

$$I_s(i) = [\text{M}_{Cr}(i,1) - \text{M}_{Cr}(i,2)] I_{red} \quad (\text{II.5})$$

Où $V_s(i)$ et $I_s(i)$ représentent respectivement la tension et le courant de la phase (i) de la source. L'élément MCr (ij) aura la valeur 1, si la diode (ij) reliant l'entrée i du pont redresseur à la sortie j, est conducteur, et 0 dans le cas contraire.

II.2.1.4 Modélisation de l'onduleur sain

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définis par trois grandeurs booléennes de commande S_i (i=1, 2,3):

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert, (voir figure. II.2).
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure:

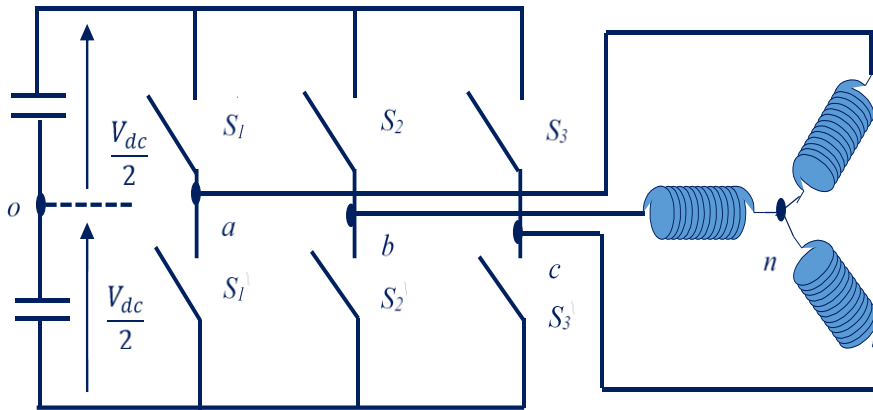


Figure II.2 onduleur de tension associe à la MAS

$$V_{io} = V_{dc}(S_i - \frac{1}{2}) \tag{II.6}$$

Soit 'n' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : V_{ab} , V_{bc} , et V_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{II.7}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée : $(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) = 0$ (II.8)

$$\text{On aura donc } \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} V_{ab} = (V_{ao} - V_{bo}) \\ V_{bc} = (V_{bo} - V_{co}) \\ V_{ca} = (V_{co} - V_{ao}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant (II.10) dans (II.9) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ao} = (V_{an} + V_{no}) \\ V_{bo} = (V_{bn} + V_{no}) \\ V_{co} = (V_{cn} + V_{no}) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On peut déduire le potentiel entre les points net 'o' :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.13})$$

L'utilisation de l'expression (II.11) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

II.2.1.4.1 La technique de modulation (MLI)

Les techniques de MLI ou (PWM) ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques PWM. Ils se résument en: l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant (ou analyse FFT: Fast Fourier Transformation), l'harmonique de couple, et les pertes à la commutation [6, 61].

Parmi les nombreuses techniques PWM, la STPWM est retenue dans notre travail pour les raisons suivantes [62, 63, 64, 65, 66].

- Les qualités des variables de sortie de commande sont meilleures par rapport aux autres.
- Le montage de la commande est moins encombrant, moins couteux, et il n'est pas délicat à réaliser.
- En plus, cette stratégie traitée intensivement dans la littérature est la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable.

II.2.1.4.2 La technique de modulation "Sinus-triangle" (STPWM)

La STPWM considérée est classique : il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude A_m et de fréquence f_m , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude A_p de haute fréquence f_p , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante (figure II .3).

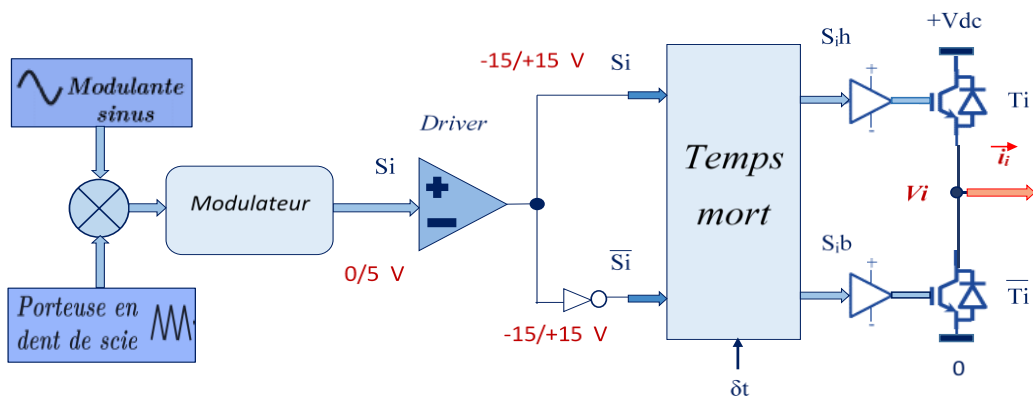


Figure II.3 Technique STPWM utilisées dans un bras d'onduleur.

La technique PWM est caractérisée par deux paramètres qui peuvent être exprimés par les formules suivantes:

- Indexe de modulation m_m $m_m = \frac{f_p}{f_m}$ (II.15)

- Indexe d'amplitude m_a $m_a = \frac{U_m}{U_p}$ (II.16)

L'index de modulation maximal $m_{m \max}$ d'une PWM est un critère important puisqu'il montre la capacité d'une méthode à utiliser au maximum la tension du bus-continu [6].

Les équations relatives aux signaux de commande pour un bras d'onduleur sont données par les expressions suivantes :

$$V_{mj} = V_m \sin\left(2\pi f_m t - j \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.17})$$

$$V_p = V_p \arcsin[\cos(2\pi f_p t)] \quad (\text{II.18})$$

II.2.1.5 Modélisation de la machine asynchrone saine

II.2.1.5.1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [42, 67] :

- L'entrefer constant.
- L'effet des encoches négligé.
- La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, ne sont pas pris en compte.
- La constante des inductances propres

II.2.1.5.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone

Par application de la loi de Faraday à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation (II.19) [68] :

$$V = R \cdot I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{II.19})$$

La machine peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{II.20})$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{II.22})$$

Les indices **r** et **s** sont respectivement relatif au rotor et stator.

Les indices a,b,c représentent les trois phases du rotor et stator.

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$[\Phi_s] = ([M_{ss}] + [L_s])[I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.24})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + ([M_{rr}] + [L_r])[I_r] \quad (\text{II.25})$$

Les variables
$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Représentent les matrices des tensions, les courants, et flux au stator.

Quant aux variables
$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Elles représentent les matrices des tensions, les courants, et flux au rotor.

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad : \quad (\text{II.26})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Où : ➤ $[M_{sr}]$ (respectivement $[M_{rs}]$) désigne la matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor (respectivement entre le rotor et le stator).

➤ $[M_{ss}]$ (respectivement $[M_{rr}]$) désigne la matrice des inductances mutuelles entre les trois enroulements du stator (respectivement rotor).

➤ $[L_s]$ (respectivement $[L_r]$) est la matrice d'inductance propre du stator (respectivement rotor).

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles, alors la matrice des résistances $[R_s]$ statoriques est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Remarque : Les matrices $[R_r]$, $[L_r]$, $[M_r]$, $[R_s]$, $[L_s]$ et $[M_s]$ sont des paramètres constants. Leurs valeurs peuvent être obtenues soit en connaissant les caractéristiques physiques de la machine équilibrée (données constructeur), soit par des essais expérimentaux, ou encore par des procédures d'identification

Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle « θ », position angulaire entre le rotor et le stator. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble indépendantes de la position angulaire « θ », calculable en ligne.

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine: [68]

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.2.1.5.3 Transformation (triphase-biphase) des équations du modèle

II.2.1.5.4 Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park(1929) [68].

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \quad (\text{II.30})$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \quad (\text{II.31})$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont : tensions, courants ou flux. La variable x_0 représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

Et $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

La matrice de transformée de Park

$$[P] = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \cos(\theta_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_i + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_i & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La transformée de Park inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$[P]^{-1} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_i + 2\pi/3) & -\sin(\theta_i + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

θ_i est l'angle entre l'axe **d** et l'axe de référence dans le système triphasé : ($\theta_i = \theta_s$) pour le stator, ou ($\theta_i = \theta_r$) pour le rotor. Le coefficient « c » est une constante qui peut prendre soit les valeurs (2/3) ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{(2/3)}$ pour une conservation de puissance [66].

II.2.1.5.5 Choix du référentiel

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère dq peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [6, 68, 69] :

- Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs et modèle de simulation.
- Repère d'axes dq lié au rotor ($\theta_r = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_r . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
- Repère d'axes dq lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

II.2.1.5.6 Mise en équation d'état du modèle biphasé

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul [70].

Pour un modèle biphasé de la machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « v_{sd} » et « v_{sq} » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}), les flux rotoriques (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}) et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation. .

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

- X : vecteur d'état,
- Y : vecteur de sortie,
- A : matrice d'évolution d'état du système,
- B : matrice de commande (d'entrée),
- U : vecteur du système de commande,
- C : matrice d'observation.

II.2.1.5.7 Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux dans les équations des tensions puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_{rd} + k\omega \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - k\omega \phi_{rd} + \frac{k}{T_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Par identification :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & k\omega \\ 0 & -\gamma & -k\omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

- $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$ et $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r})$,
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Facteur de dispersion de Blondel,
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique.

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (d,q) , et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Enfin, c'est ce modèle qui sera utilisé ci-après dans l'étude de la commande par Backstepping basée sur la technique à flux orienté de la MAS.

II.2.2 Modélisation du système défectueux

Le modèle global de l'ensemble convertisseur-moteur et commande inclue la modélisation des défauts potentiels qui peuvent surgir sur cet ensemble, ses équations seront en fonction du défaut que l'on veut simuler. Ensuite, l'étude du comportement de la machine asynchrone s'effectue en traitant par simulation les signaux de sortie (le courant statorique, la vitesse, etc.) ainsi que ses tensions de commande [66].

Par ailleurs, parmi les défauts décrits dans le premier chapitre, nous nous sommes limités dans cette étude, à l'analyse des défauts dans l'onduleur où l'un des interrupteurs maintenu à l'état fermé/ouvert, défauts offset du capteur dans le partie commande et le défaut qui peut affecter le moteur asynchrone dans la partie statorique (court-circuit entre spires) [66].

II.2.2.1 Modélisation du défaut sur la commande éloigné (défaut capteur)

On peut considérer pour le défaut sur la commande est le défaut qui surgit le capteur (offset du capteur). Ce défaut peut être modélisé en ajoutant une valeur $|X_0|$ à la valeur mesurée de la part de ce capteur.

$$X_{sig\ déf} = X_{normal} \pm X_0 \tag{II.39}$$

$X_{sig\ déf}$: Le signal transmis par le capteur défectueux.

X_{normal} : Le signal de la grandeur physique normalement transmis par un capteur sain.

X_0 : La valeur significative au défaut.

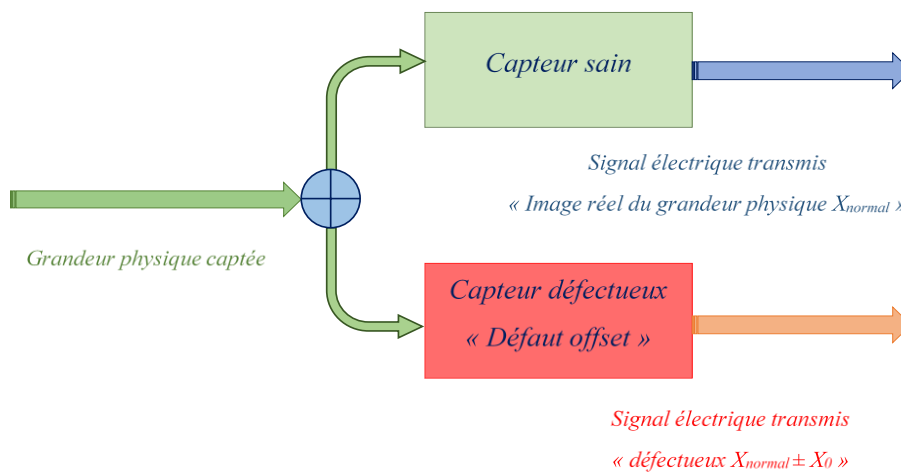


Figure II.4. Transmission de signal par un capteur.

II.2.2.2 Modélisation de l’onduleur défectueux

Les défauts de l’onduleur considérés sont les transistors maintenue ouvert ou ferme :

La modélisation de premier défaut peut être effectuée en gardant l’un des signaux de commande à l’état $S_i = 0$. ($i = 1,2,3$). Dans ce cas l’équation des tensions alimentant la machine asynchrone

Devient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{II.40}$$

Par exemple $S_1 = 0$ alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{II.41}$$

Et pour le deuxième défaut peut être effectué en maintenant l'un des signaux de commande à l'état $S_i = 1$. ($i = 1, 2, 3$). Dans ce cas l'équation des tensions alimentant la machine asynchrone sera :

$$\text{Par exemple } S_1 = 1 \text{ alors : } \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

II.2.2.3 Modélisation de la machine asynchrone défectueuse

II.2.2.3.1 Définitions de la matrice de transformation

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique au rotor peut être vu comme un champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire « θ » la transformation est donné par la matrice suivante [70] :

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \frac{1}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{1}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{1}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale.

$$\text{I.e. : } [T]^{-1} = [T]^T$$

II.2.2.3.2 Transformation (triphase- triphasé) des équations du modèle

Considérant l'équation (II.24) en introduisant la matrice $[T]$ comme suit:

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.44})$$

$$\text{Ceci conduit à : } [\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{II.45})$$

$$\text{Où : } [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \quad (\text{II.46})$$

$$[I_r^s] = [T][I_r] \quad (\text{II.47})$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} M & -\frac{M}{2} & -\frac{M}{2} \\ -\frac{M}{2} & M & -\frac{M}{2} \\ -\frac{M}{2} & -\frac{M}{2} & M \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (II.25) nous obtenons :

$$[T][\Phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{II.49})$$

Qui peut être réécrit de la manière suivante :

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{II.50})$$

Où :

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [T][M_{rs}] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [T][\Phi_r] \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{II.52})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{II.53})$$

Considérant maintenant l'équation (II.22) : $[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$

De manière équivalente, nous avons :

$$[0] = [R_r][I_r][T][T]^{-1} + \frac{d}{dt} ([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.54})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ nous obtenons alors :

$$[0] = [T][R_r][I_r][T][T]^{-1} + [T] \frac{d}{dt} ([\Phi_r][T][T]^{-1}) \quad (\text{II.55})$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]([\Phi_r^s]) \frac{d}{dt} ([T]^{-1}) + \frac{d}{dt} [\Phi_r^s] \quad (\text{II.56})$$

Cette équation peut être écrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + w[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + \frac{d}{dt} [\Phi_r^s] \quad (\text{II.57})$$

$$\text{Où : } [K_{rs}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

Les équations (II.20), (II.57), (II.45), (II.50) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en ligne.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

$$[0] = [R_r][I_r^s] + w[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + \frac{d}{dt} [\Phi_r^s]$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s]$$

$$[\Phi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s]$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible.

À partir de (II.21) nous obtenons :

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.59})$$

En substituant cette expression dans l'équation (II.57), il vient :

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + w[K_{rs}^{SP}][\Phi_r^s] + \frac{d}{dt} [\Phi_r^s] \quad (\text{II.60})$$

Ce qui est équivalent à :

$$[0] = ([R_r] + w[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_r^s] \quad (\text{II.61})$$

En substituant l'expression de l'équation (II.59) dans l'équation (II.45), nous obtenons :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{II.62})$$

Qui est équivalent à :

$$[\Phi_s] = ([M_s] - [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s] \quad (\text{II.63})$$

En utilisant (II.63) et (II.20) il vient:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} (([M_s] - [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\Phi_r^s]) \quad (\text{II.64})$$

A partir de l'équation (II.6) nous obtenons:

$$\frac{d}{dt} [\Phi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] - ([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{SP}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.65})$$

Ce qui donne en utilisant (II.64) et (II.65) :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s]) \frac{d}{dt} [I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s]) - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.67})$$

Ce qui conduit à :

$$\Gamma \frac{d}{dt} [I_s] = [V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.68})$$

$$\text{Avec : } \Gamma = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s] \quad (\text{II.69})$$

Finalemment nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [I_s] = \Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + w[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.70})$$

Les équations (II.65) et (II.70) représentent le modèle triphasé de la machine asynchrone.

L'équation de mouvement est donnée par :

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} w \quad (\text{II.71})$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{ra} - I_{sb} \Phi_{rb})] \quad (\text{II.72})$$

II.2.2.3.3 Mise en équation d'état du modèle triphase

Pour un modèle triphasé de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} représentent les variables de commande.

Nous considérons aussi les courants statoriques I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et les flux rotoriques $\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$ et la pulsation mécanique Ω comme variables d'état, et le couple résistant " C_r " étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme identique à celle du modèle biphasé tel que :

$$[V] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc} \ 0 \ 0 \ 0]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

En choisissant les variables d'état I_{sabc} , Φ_{rabc} nous obtenons le vecteur $[X]$:

$$[X] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc} \ \Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$$

Après arrangement des équations, on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sa}}{dt} = K_{a1}I_{sa} + K_{a2}I_{sb} + K_{a3}I_{sc} + Z_{a1}\Phi_{ra} + Z_{a2}\Phi_{rb} - Z_{a3}\Phi_{rc} + D_{a1}V_{sa} + D_{a2}V_{sb} + D_{a3}V_{sc} \\ \frac{dI_{sb}}{dt} = K_{b1}I_{sa} + K_{b2}I_{sb} + K_{b3}I_{sc} - Z_{b1}\Phi_{ra} + Z_{b2}\Phi_{rb} + Z_{b3}\Phi_{rc} + D_{b1}V_{sa} + D_{b2}V_{sb} + D_{b3}V_{sc} \\ \frac{dI_{sc}}{dt} = K_{c1}I_{sa} + K_{c2}I_{sb} + K_{c3}I_{sc} + Z_{c1}\Phi_{ra} - Z_{c2}\Phi_{rb} + Z_{c3}\Phi_{rc} + D_{c1}V_{sa} + D_{c2}V_{sb} + D_{c3}V_{sc} \\ \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = G_{a1}I_{sa} - G_{a2}I_{sb} - G_{a3}I_{sc} - S_{a1}\Phi_{ra} - S_{a2}\Phi_{rb} - S_{a3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = G_{b1}I_{sa} + G_{b2}I_{sb} - G_{b3}I_{sc} - S_{b1}\Phi_{ra} - S_{b2}\Phi_{rb} - S_{b3}\Phi_{rc} \\ \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = G_{c1}I_{sa} - G_{c2}I_{sb} - G_{c3}I_{sc} - S_{c1}\Phi_{ra} - S_{c2}\Phi_{rb} - S_{c3}\Phi_{rc} \end{cases}$$

Par identification:

$$A = \begin{bmatrix} K_{a1} & K_{a2} & K_{a3} & Z_{a1} & Z_{a2} & Z_{a3} \\ K_{b1} & K_{b2} & K_{b3} & Z_{b1} & Z_{b2} & Z_{b3} \\ K_{c1} & K_{c2} & K_{c3} & Z_{c1} & Z_{c2} & Z_{c3} \\ G_{a1} & G_{a2} & G_{a3} & S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} \\ G_{b1} & G_{b2} & G_{b3} & S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} \\ G_{c1} & G_{c2} & G_{c3} & S_{c1} & S_{c2} & S_{c3} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} D_{a1} & D_{a2} & D_{a3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{b1} & D_{b2} & D_{b3} & 0 & 0 & 0 \\ D_{c1} & D_{c2} & D_{c3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

II.2.2.3.4 Défaillances des circuits électriques statoriques

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à la modélisation du stator de la machine asynchrone, en mettant en compte les défauts du type court-circuit entre spires au sein d'une même phase.

Ce court-circuit de spires est donc le défaut le plus nuisible et le plus fréquemment rencontré au stator, même si les risques d'ouverture de phase (conducteur coupé) demeurent physiquement réalisables. L'augmentation de la température qui s'en suit entraîne la destruction en cascade des isolants et par effet cumulatif, la destruction complète de la machine.

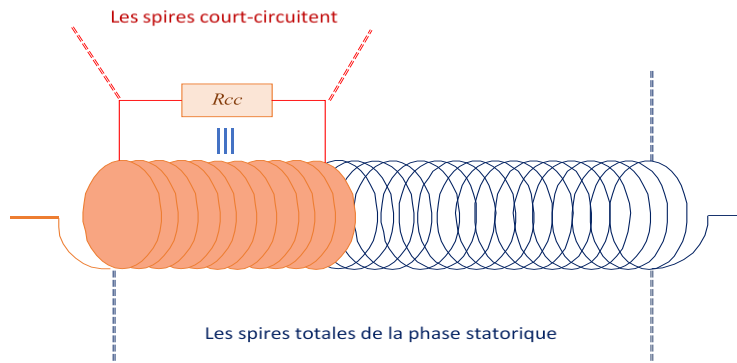


Figure II.5 court-circuit entre spires

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court-circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

On définit les coefficients de court-circuit suivants :

$$\text{Coefficient de court-circuit relatif à la } 1^{ère} \text{ phase statorique : } K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s} \tag{II.73}$$

$$\text{Coefficient de court-circuit relatif à la } 2^{ème} \text{ phase statorique : } K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s} \tag{II.74}$$

$$\text{Coefficient de court -circuit relatif à la } 3^{ème} \text{ phase statorique : } K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s} \tag{II.75}$$

N_{cc} : Le nombre de spires en court-circuit.

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa})N_s = f_{sa}N_s \tag{II.76}$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb})N_s = f_{sb}N_s \tag{II.77}$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc})N_s = f_{sc}N_s \tag{II.78}$$

Les matrices $[R_s], [L_{sf}], [M_{ss}], [M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa}, f_{sb}, f_{sc} .

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \tag{II.79}$$

Les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sa}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sa}^2 L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sb}}{2} & f_{sb}^2 & -\frac{f_{sc}f_{sb}}{2} \\ -\frac{f_{sa}f_{sc}}{2} & -\frac{f_{sc}f_{sb}}{2} & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.81})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sa} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sb} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.82})$$

Avec

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II.83})$$

En remplaçant les matrices $[R_s]$, $[L_s]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dans le modèle triphasé de la machines asynchrone (II.67), (II.71), (II.72) et (II.34) nous obtenons:

$$\frac{d}{dt} [\Phi_r^s] = [R_s][M_r^s]^{-1}[M_{sr}^s][I_s] + ([R_r][M_r^s]^{-1}(1-S)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \quad (\text{II.84})$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [I_s] &= \Gamma^{-1}([V_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1} \\ &([R_r][M_r^s]^{-1} + (1-S)w_N[K_{rs}^{sp}])[\Phi_r^s] \end{aligned} \quad (\text{II.85})$$

Equations mécaniques est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.86})$$

L'équation du couple électromagnétique donnée par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} ([I_s] \Lambda [\Phi_r]) \quad (\text{II.87})$$

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{rb}) - (I_{sa} \Phi_{rc} - I_{sc} \Phi_{ra}) + (I_{sa} \Phi_{rb} - I_{sb} \Phi_{ra})] \quad (\text{II.88})$$

Les équations (II.84), (II.85), (II.86) et (II.88) représentent le modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

II.3 Analyse du comportement de l'ensemble convertisseur-moteur et commande en absence et en présence de défauts

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs. Le choix a été porté sur le logiciel *Matlab/Simulink*, outil très connu pour sa puissance de calcul qui nous a permis de représenter dans cette section les résultats de simulation sur l'ensemble convertisseur-moteur et commande sans et avec défauts.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de notre ensemble (convertisseur-moteur et commande), et d'analyser le comportement de ce dernier dans les différents modes de fonctionnement (normal et anormal), lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion *MLI*.

II.3.1 Simulation de l'ensemble convertisseur-moteur sans et avec défauts

II.3.1.1 Simulation de la MAS alimenté directement en réseau sans et avec défauts au niveau de stator

La machine asynchrone est alimentée directement par le réseau triphasé, de fréquence: 50Hz, la machine démarre à vide. A l'instant ($t=1s$) nous appliquons un couple résistant ($C_r = 3.5 \text{ N.m}$), suivi à ($t= 3s$), d'un défaut de type court-circuit entre 30 spires, soit (18,75%) de spires totales.

1. Résultats de simulation sans défauts

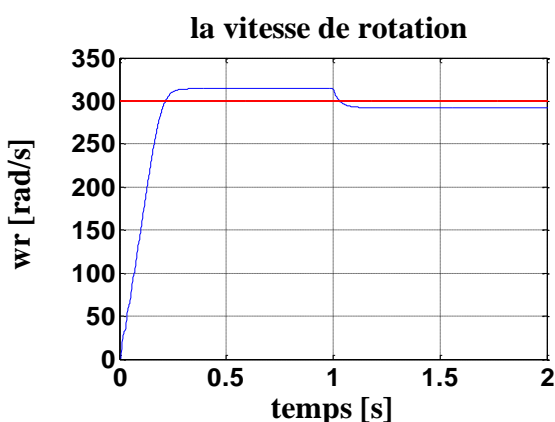


Figure II.6.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t=1s$

2. Résultats de simulation avec défauts

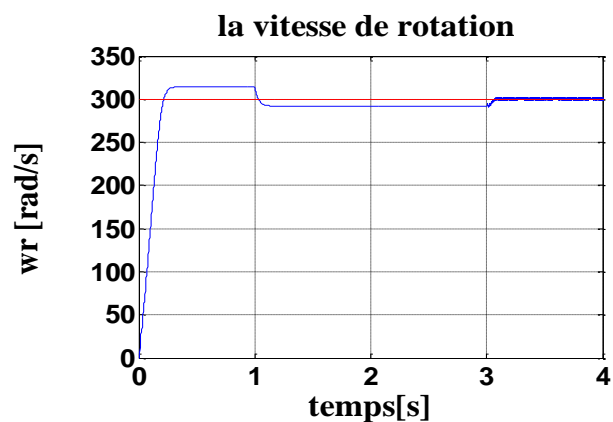


Figure II.6.b: Vitesse de rotation à vide puis en charge à $t = 1s$, et en défaut à $t= 3s$

1. Résultats de simulation défauts

2. Résultats de simulation avec défauts

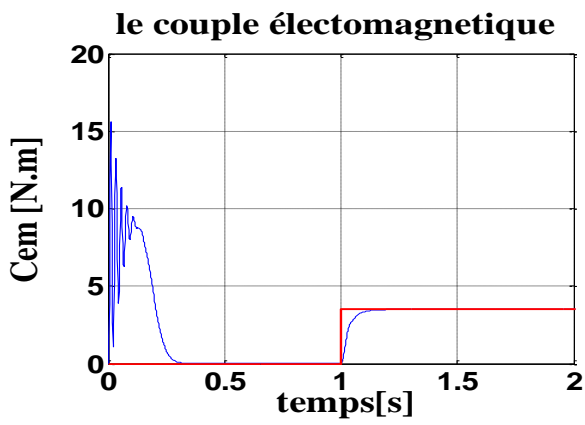


Figure II.6.c : Réponse du couple électromagnétique

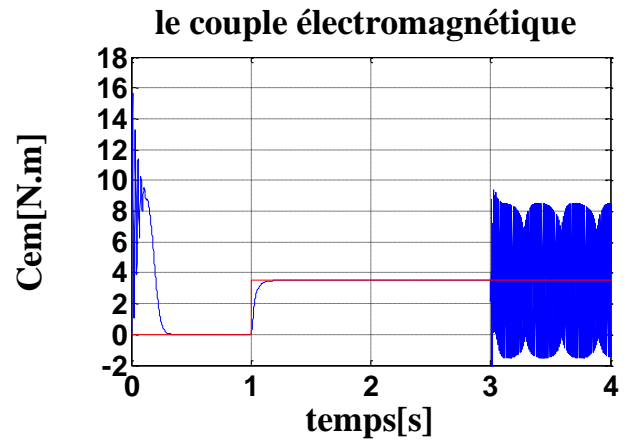


Figure II.6.d : Réponse du couple électromagnétique

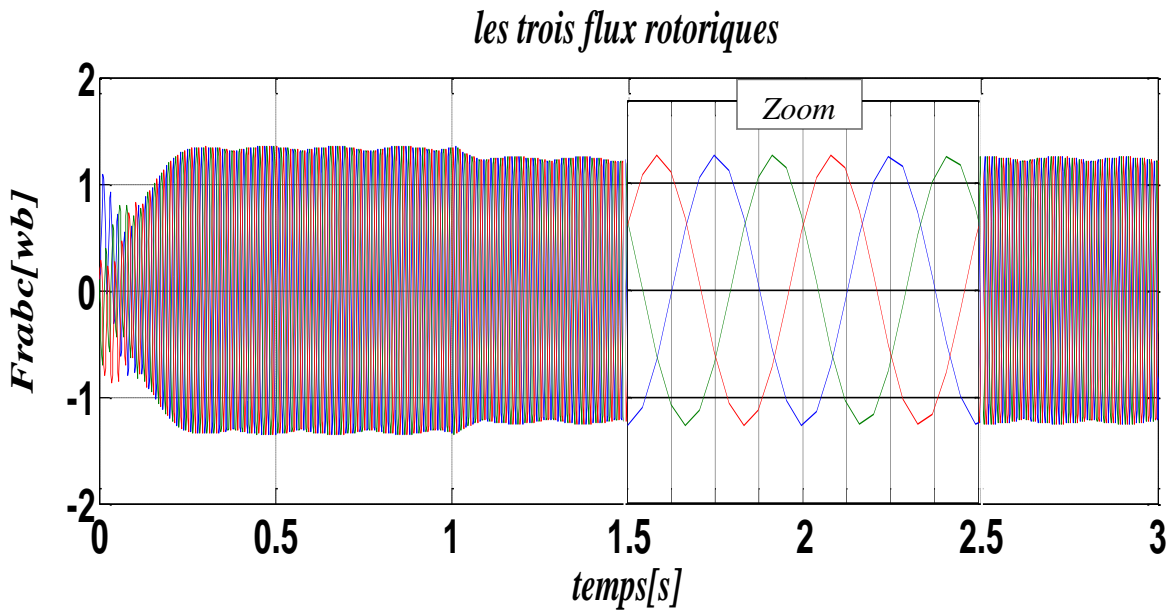


Figure II.7 : la forme des flux rotoriques en régime normal la machine.

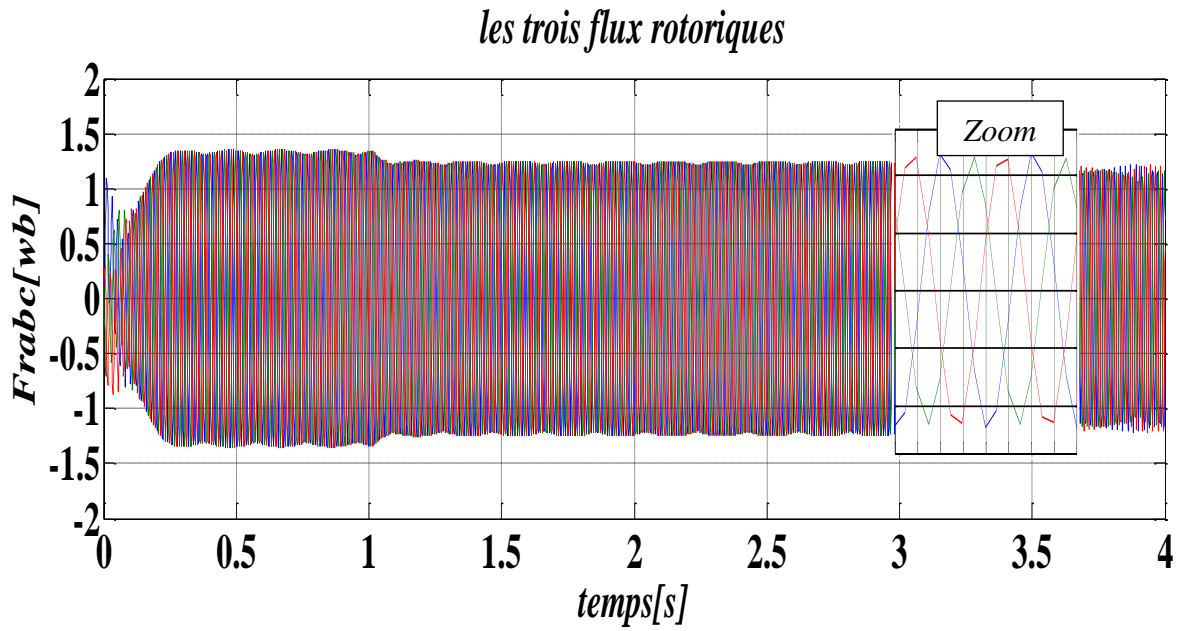


Figure II.8 : La forme des flux rotoriques en présence de défaut court-circuit entre spires au sein d'une phase statorique.

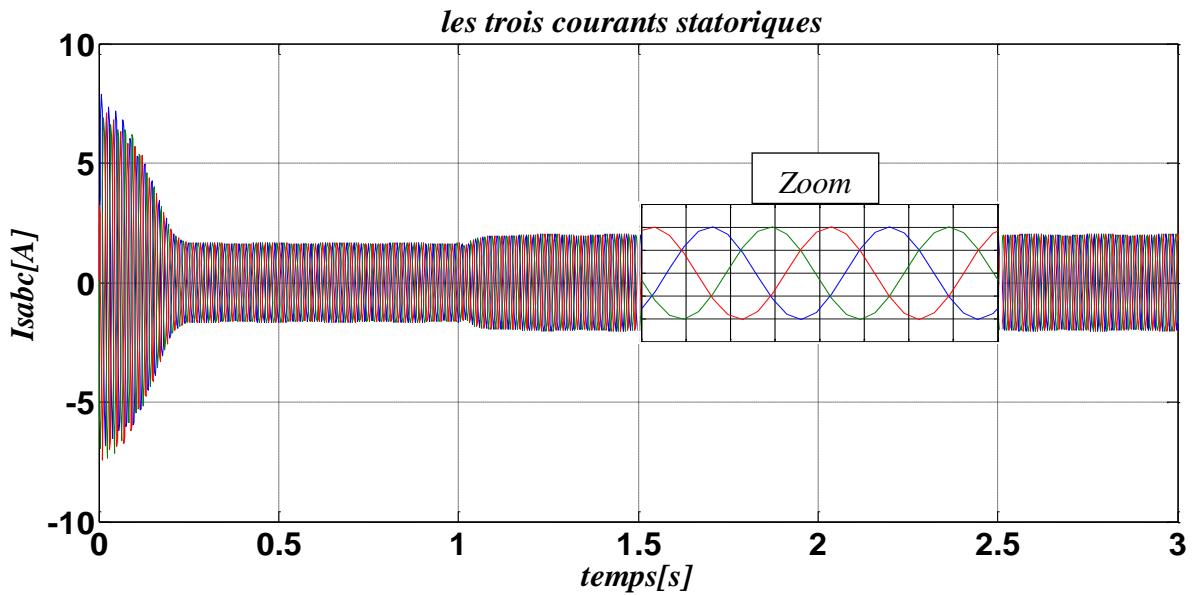


Figure II.9 : la forme des courants statoriques régime normal la machine.

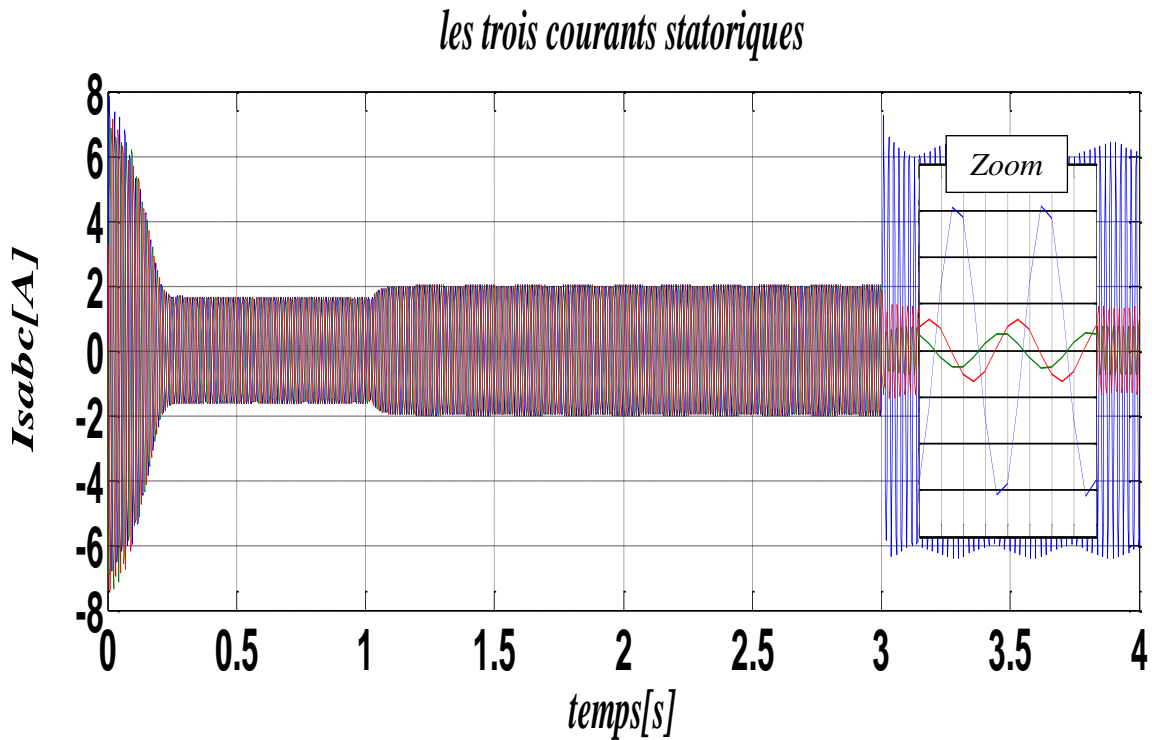


Figure II.10 : la forme des courants statoriques en présence de défaut court-circuit entre spires au sein d'une phase statorique.

II.3.2 Interprétation des résultats de simulation

D'après la famille de figures obtenues, nous constatons que les courbes des trois simulations sont presque identiques tant que le système est à l'état sain ceci veut dire que :

- ✓ une bonne poursuite de la trajectoire désirée en absence de défauts, la montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de vitesse de référence, le moteur étant à vide.
- ✓ Lors de l'application d'un couple de charge, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.
- ✓ Les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée, ainsi cette dernière monte à 56 N.m.
- ✓ On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

Et après la défaillance, le comportement du système est transmis au mode de fonctionnement défectueux (apparition des oscillations avec des perturbations au niveau du couple et du courant..).

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation de notre système dans les deux cas sain et défectueux était la première tâche, suivie de l'utilisation de deux types de transformation, à savoir :

- la transformation (triphase-triphase) pour le modèle de simulation
- la transformation (triphase-biphase) pour la commande

Les résultats de simulation obtenus ont montré la validité du modèle mathématique de l'ensemble adopté, ainsi que l'effet de chaque type de défaut sur le comportement de notre système. La compensation de ces effets se réalisera au moyen de la commande Backstepping basé sur la technique par orientation du flux rotorique. Cette stratégie de commande choisie, fera l'objet des prochains chapitres.

Chapitre III

Commande de la machine en mode normale et mode dégradé

III.1 Introduction

Les lois de commande classique offrent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Contrairement, pour les systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes du fait de leur manque de robustesse, notamment lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. La démarche à adopter pour surmonter ce problème est de faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. La tendance des recherches actuelle est orientée vers les commandes non linéaires robustes qui donnent des résultats acceptables dans de larges domaines de fonctionnement, Parmi ces techniques, on trouve la commande par Backstepping.

La technique de commande par Backstepping a été développée par Kanell akopoulos et al [71] en 1991, elle est inspirée par les travaux de Feurer et Morse [72] d'une part, et Tsinias [73] et Kokotovic et Sussmann [74] d'autre part. Cette technique offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires, l'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir pour une certaine fonction (Lyapunov) définie positive que sa dérivée soit toujours négative. L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantit la stabilité globale du système [19, 57].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la commande non linéaire par backstepping. Nous traiterons d'abord les principes fondamentaux de cette commande et par la suite nous l'appliquerons au moteur asynchrone.

III.2 Commande par backstepping

L'approche Backstepping, appliquée à la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique [75, 76, 77, 78].

III.2.1 Principe de la commande à flux orienté

L'objectif de la commande à flux orienté est d'avoir un couple électromagnétique proportionnel à la composante en quadrature du courant de la machine. Cette méthode consiste à orienter le repère tournant d'axes dq, tel que l'axe d soit confondu avec la direction de ϕ_r . L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, nous avons alors:

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Le nouveau modèle de la machine dans le repère d-q est donné par :

$$\begin{cases} \dot{w} = \frac{f_r}{j} w - \frac{c_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \ddot{i}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_d = -\gamma i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{k}{T_r} \phi_r \\ F_q = -w_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - kw \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

III.2.2 Principe de la commande par backstepping

La technique de commande par backstepping consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [54, 79].

La synthèse d'une commande par backstepping se fait de manière systématique et basée sur l'approche de Lyapunov.

III.2.3 Méthodes d'analyse de la stabilité par L'approche de Lyapunov

L'étude de la stabilité des systèmes non linéaire est très complexe. L'approche de Lyapunov est l'approche la plus utilisée pour étudier ce problème. On distingue deux méthodes de Lyapunov pour l'analyse de la stabilité :

- ✓ La méthode de linéarisation
- ✓ La méthode directe

La première concerne la stabilité locale autour d'un point d'équilibre. Par contre, la deuxième détermine la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du système dont on examinera la variation temporelle. On s'intéresse par la méthode directe de Lyapunov car la commande par backstepping est basée sur cette méthode.

III.2.3.1 Méthode directe de Lyapunov

Son objectif, est de définir une méthode permettant d'analyser la stabilité d'un système non linéaire sans connaître explicitement les solutions des équations différentielles qui le décrivent. La philosophie de cette méthode n'est que l'extension mathématique d'un phénomène physique observé, car les systèmes mécaniques et électriques perdent de l'énergie pour se stabiliser au point d'équilibre.

Théorème de Lyapunov La méthode directe de Lyapunov (ou la méthode des fonctions de Lyapunov) est dérivée du critère énergétique de stabilité en appliquant ce critère indépendamment du concept d'énergie, on remplace alors l'énergie du système par une «fonction de Lyapunov » qui est définie positive (comme l'énergie). Soit le système autonome :

$$\dot{x} = f(x), x_e = 0 \quad (\text{III.4})$$

Ce système aura un point d'équilibre $x_e = 0$, globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction scalaire $V(x)$ continue avec une dérivée partielle par rapport au temps $\dot{V}(x)$ continue ayant les propriétés suivantes [13, 19].

1. $V(0) = 0$,
2. $V(x) > 0, \forall x \neq 0$,
3. $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty \quad \forall x \neq 0$ (radialement non bornée)
4. $\dot{V} < 0 \quad \forall x \neq 0$.

Dans les paragraphes précédents, nous avons étudié la stabilité des systèmes où on a supposé implicitement que la loi de commande a été choisie et notre but était de vérifier la stabilité du système avec cette loi de commande, mais le problème dans cette synthèse est comment trouver cette commande qui stabilisera le système. Nous allons présenter une méthodologie qui combine entre la recherche de la fonction de Lyapunov et la loi stabilisante.

En général, il existe deux concepts pour l'application de la méthode directe de Lyapunov pour la synthèse d'une commande stable :

1^{er} concept : On suppose que la loi de commande existe et on cherche la fonction de Lyapunov.

2^{ème} concept : Cette fois si, on fait un choix sur $V(x)$, la fonction de Lyapunov candidate, et on cherche la loi de commande qui rend cette fonction candidate la fonction de Lyapunov réelle. Dans la plupart des théorèmes et des lemmes de la stabilité au sens de Lyapunov, l'existence de la fonction de

Lyapunov était assumée et l'objectif était de déterminer la stabilité de ces systèmes. Mais dans la plupart de cas, la recherche de cette fonction est très difficile. Dans le paragraphe suivant, nous présenterons la notion du « backstepping » qui nous offre une solution à ce problème.

III.2.4 Synthèse de la loi de commande par backstepping

Le backstepping consiste à négliger momentanément l'influence d'une partie de l'état sur une autre. Au lieu de calculer directement la fonction de Lyapunov pour le système complet, ainsi que la loi de bouclage final une fonction intermédiaire impliquant uniquement la partie de l'état désignée est considérée [80, 81].

III.2.4.1 Algorithme de base

On considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [13, 19] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où, g_i et f_i ($i=1,2,3$) sont des fonctions non linéaires connues tel que $f_i(0) = 0$ et $g_i \neq 0$, $\forall (x_1, x_2, x_3) \in \mathbb{R}^3$. On désire faire suivre à la sortie $y = x_1$ le signal de référence y_r , où y_r , \dot{y}_r , \ddot{y}_r et $\ddot{\ddot{y}}_r$ sont supposées connues et uniformément bornées. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

Etape 1 :

On considère d'abord le premier sous-système:

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{III.6})$$

la variable d'état x_2 est traitée comme une commande et l'on définit la première valeur désirée

$$x_1^* = y_r \quad (\text{III.7})$$

L'erreur du première variable se définit par :

$$e_1 = x_1 - x_1^* \quad (\text{III.8})$$

Sa dérivée est donnée comme suit :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_1^* = f_1 + g_1x_2 - \dot{x}_1^* \quad (\text{III.9})$$

On prend la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{III.10})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1[f_1 + g_1x_2 - \dot{x}_1^*] \quad (\text{III.11})$$

un choix judicieux de x_2 rend \dot{V}_1 négative et assure la stabilité de l'origine du sous système décrit par (III.6), ce choix se donne comme suit :

$$x_2^* = \frac{1}{g_1}[-k_1e_1 - f_1 + \dot{x}_1^*] \quad (\text{III.12})$$

où $k_1 > 0$ est un paramètre de design.

Par conséquent, l'équation (III.11) devienne :

$$\dot{V}_1 = -k_1e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.13})$$

Etape 2 :

On considère, dans ce cas, les deux premiers sous-systèmes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Et on définit la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - x_2^* \quad (\text{III.15})$$

La dynamique des erreurs e_1 et e_2 s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 + (x_2)_d) - \dot{x}_1^* \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2x_3 - \dot{x}_2^* \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (\text{III.17})$$

Cette fonction de Lyapunov a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1[f_1 + g_1(e_2 + x_2^*) - \dot{x}_1^*] + e_2[f_2 + g_2x_3 - \dot{x}_2^*] \\ &= -k_1e_1^2 + e_2[f_2 + g_1e_1 + g_2x_3 - \dot{x}_2^*] \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

On prend x_3 comme une deuxième commande virtuelle, sa valeur est donné par :

$$x_3^* = \frac{1}{g_2}[-k_2e_2 - f_2 + \dot{x}_2^* - g_1e_1] \quad (\text{III.19})$$

Où $k_2 > 0$ avec $(\dot{x}_2)_d$ calculée analytiquement

$$\dot{x}_2^* = \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_2^*}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial x_2^*}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (\text{III.20})$$

un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.21})$$

Etape 3 :

Le système est maintenant considéré dans sa globalité. La nouvelle variable d'erreur est :

$$e_3 = x_3 - x_3^* \quad (\text{III.22})$$

ce qui permet d'écrire la dynamique des erreurs (e_1, e_2, e_3)

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = f_1 + g_1(e_2 + x_2^*) - \dot{x}_1^* \\ \dot{e}_2 = f_2 + g_2(e_3 + x_3^*) - \dot{x}_2^* \\ \dot{e}_3 = f_3 + g_3 u - \dot{x}_3^* \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

On prend comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (\text{III.24})$$

sa dérivée s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [f_3 + g_2 e_2 + g_3 u - \dot{x}_3^*] \end{aligned} \quad (\text{III.25})$$

Le choix approprié de la vraie commande u se donne par :

$$u = \frac{1}{g_3} [-k_3 e_3 - f_3 + \dot{x}_3^* - g_2 e_2] \quad (\text{III.26})$$

Où $k_3 > 0$ avec $(\dot{x}_3^*)_d$ est également calculée analytiquement,

$$x_3^* = \frac{\partial x_3^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial x_3^*}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial x_3^*}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial x_3^*}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial x_3^*}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}}_r \quad (\text{III.27})$$

avec ce choix, on trouve :

$$\dot{V}_2(e_1, e_2, e_3) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (\text{III.28})$$

d'où la stabilité en boucle fermée du système original, et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite ($y - y_r$). Les deux principaux objectifs du design (la stabilité et la poursuite) sont alors atteints.

III.2.4.2 Application de la commande par backstepping à la MAS

Le modèle mathématique de la machine asynchrone représentée par le système d'équations (III.2) dans le repère tournant (d,q) peut être décomposé en deux sous-systèmes comme suit :

$$\begin{cases} \dot{w} = \frac{f_r}{j} w - \frac{c_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} \\ \dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

$$\begin{cases} \ddot{i}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Etape1 :

Notre objectif est de forcer la vitesse de rotation ω et le flux rotorique ϕ_d à suivre leurs références. Pour y parvenir, on va trouver une fonction de Lyapunov intermédiaire réduite V_1 qui stabilisera le sous-système (III.29).

On définit l'erreur de vitesse et du flux comme suit :

$$\begin{cases} e_w = w^* - w \\ e_{\phi_r} = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_w = \dot{w}^* - \dot{w} \\ \dot{e}_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Soit la première fonction positive de Lyapunov V_1 défini comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_w^2 + e_{\phi_r}^2) \quad (\text{III.33})$$

La dérivée de V_1 est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_w \dot{e}_w + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} \\ &= e_w \left(-\frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} - \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} + \dot{w}^* \right) + e_{\phi_r} \left(-\frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

En supposant que le couple de charge est connu ou estimé. On considère i_{sd} et i_{sq} comme des commandes virtuelles de notre premier sous-système, et avec un choix convenable de celles-ci on va rendre V_1 négative et stabilisante le sous-système. D'où on tire:

$$\begin{cases} i_{sq} = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left(k_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} + \dot{w}^* \right) \\ i_{sd} = \frac{T_r}{M} \left(k_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Et puisque

$$e_x = x^* - x \Rightarrow x^* = x + e_x$$

Alors

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left(k_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} + \dot{w}^* + \frac{pM\phi_r}{jL_r} e_{isq} \right) \\ i_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left(k_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* + \frac{M}{T_r} e_{isd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est négative:

$$\dot{V}_1 = -k_w e_w^2 - k_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 \leq 0 \quad (\text{III.37})$$

Où $k_w > 0$ et $k_{\phi_r} > 0$

Etape2 :

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique

Données par :

$$\begin{cases} e_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \\ e_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Ses dérivées sont données comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_{isq} = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \\ \dot{e}_{isd} = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

$$\begin{cases} \dot{e}_{isq} = \ddot{i}_{sq}^* - \left(F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \\ \dot{e}_{isd} = \ddot{i}_{sd}^* - \left(F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Alors l'équation (III.32) prendra la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{e}_w = -k_w e_w + \frac{pM}{jL_r} \phi_r e_{isq} \\ \dot{e}_{\phi_r} = -k_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{M}{T_r} e_{isd} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

La fonction de Lyapunov complète s'exprime :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} (e_{isq}^2 + e_{isd}^2) \quad (\text{III.42})$$

La dérivée de V_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_{isq} \dot{e}_{isq} + e_{isd} \dot{e}_{isd} \\ &= \dot{V}_1 + e_{isq} \left(\ddot{i}_{sq}^* - \left(F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \right) + e_{isd} \left(\ddot{i}_{sd}^* - \left(F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \right) \end{aligned} \quad (\text{III.43})$$

On choisit la commande comme suit :

$$\begin{cases} V_{sq}^* = \sigma L_s \left(k_{i_{sq}} e_{i_{sq}} - F_q + \ddot{i}_{sq}^* + \frac{pM}{jL_r} \phi_r e_w \right) \\ V_{sd}^* = \sigma L_s \left(k_{i_{sd}} e_{i_{sd}} - F_d + \ddot{i}_{sd}^* + \frac{M}{T_r} e_{i_{sd}} \right) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de Lyapunov finale s'exprimera comme :

$$\dot{V}_2 = e_w \dot{e}_w + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} + e_{i_{sq}} \dot{e}_{i_{sq}} + e_{i_{sd}} \dot{e}_{i_{sd}} \quad (\text{III.45})$$

Et sera donnée par :

$$\dot{V}_2 = -k_w e_w^2 - k_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 - k_{i_{sq}} e_{i_{sq}}^2 - k_{i_{sd}} e_{i_{sd}}^2 \leq 0 \quad (\text{III.46})$$

Où $k_{i_{sq}} > 0$ et $k_{i_{sd}} > 0$

La dérivée de la fonction de Lyapunov pour notre système global est négative, donc les deux conditions de Lyapunov sont vérifiées : $V(x) > 0$ et $\dot{V} < 0$

La Figure (III.1) illustre le principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone. La première étape de la commande consiste à générer les courants de référence i_{sq}^* et i_{sd}^* , représentant la commande virtuelle. Nous adaptons ensuite la loi de commande V_{sq}^* et V_{sd}^* à partir de l'équation (III.43) pour assurer la stabilité de la machine.

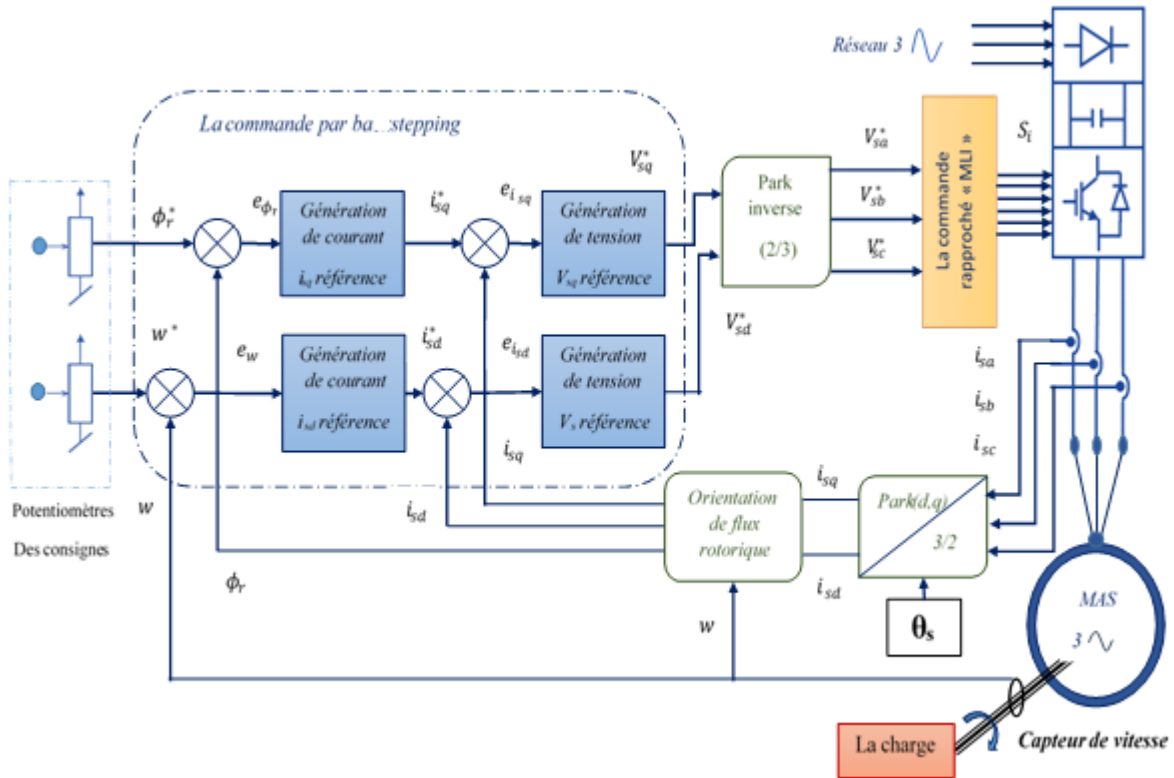


Figure III.1 Principe de la commande par Backstepping de la machine asynchrone.

III.3 Résultats de simulation de l'ensemble convertisseur-moteur et commande avec défauts

Dans cette partie les résultats de simulation du fonctionnement de l'ensemble en présence de trois types de défauts l'un au sein du moteur et l'autre surgit au niveau de l'onduleur quant au dernier dans la partie commande, qui sont respectivement : un court-circuit entre 30 spires de la phase statorique (a), l'interrupteur haute du premier bras maintenu à l'état ouvert ($T = 0$) et le défaut offset du capteur de vitesse. L'application de la technique de commande backstepping nous fourni les résultats illustrés par les figures suivantes :

1. Résultats de simulation avec défauts au sein de MAS

2. Résultats de simulation avec défauts Au sein de l'onduleur

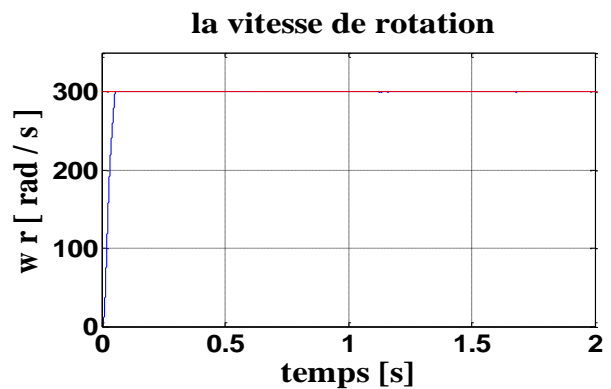
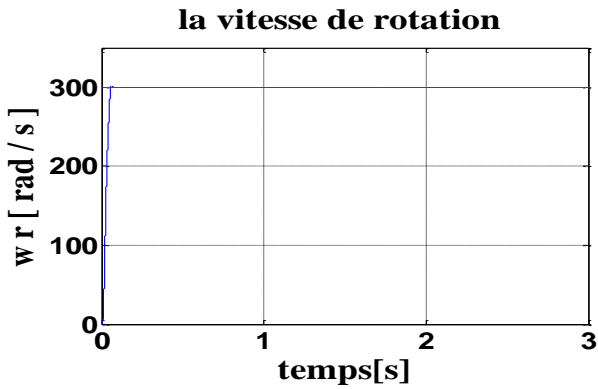


Figure III.2.a: Vitesse de rotation avec défaut MAS à $t = 1s$.

Figure III.2.b: Vitesse de rotation avec défaut onduleur

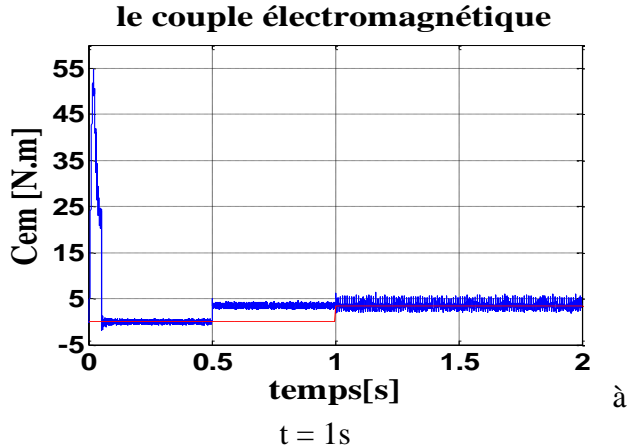
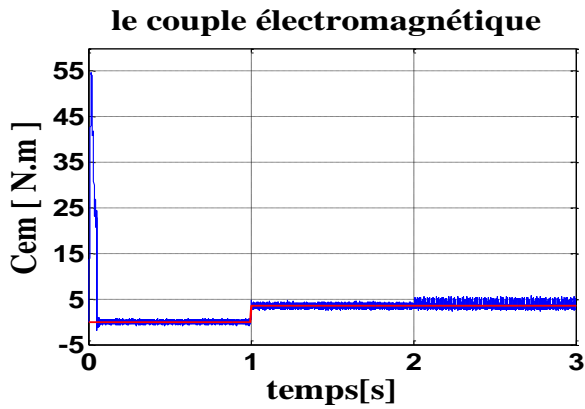


Figure III.3.a : Réponse du couple électromagnétique

Figure III.3.b : Réponse du couple électromagnétique

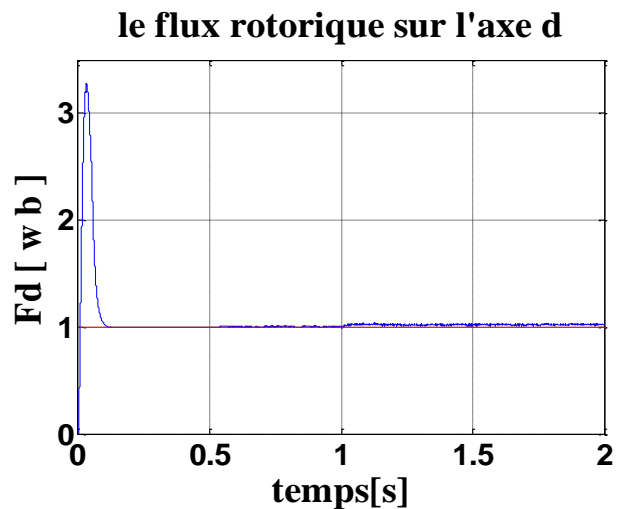
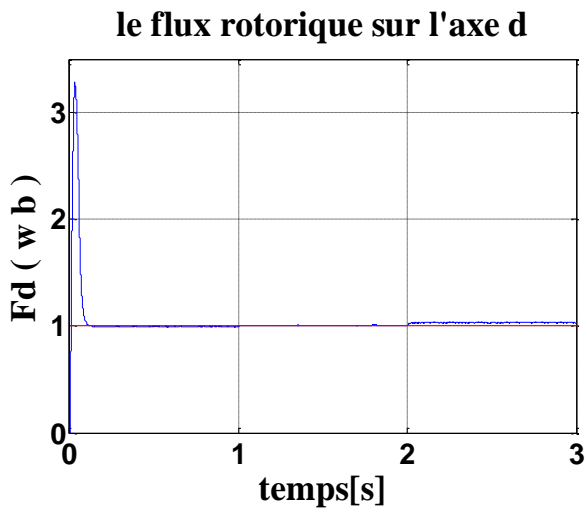


Figure III.4.a : Composante du flux rotorique selon l'axe d

Figure III.4.b : Composante du flux rotorique selon l'axe d

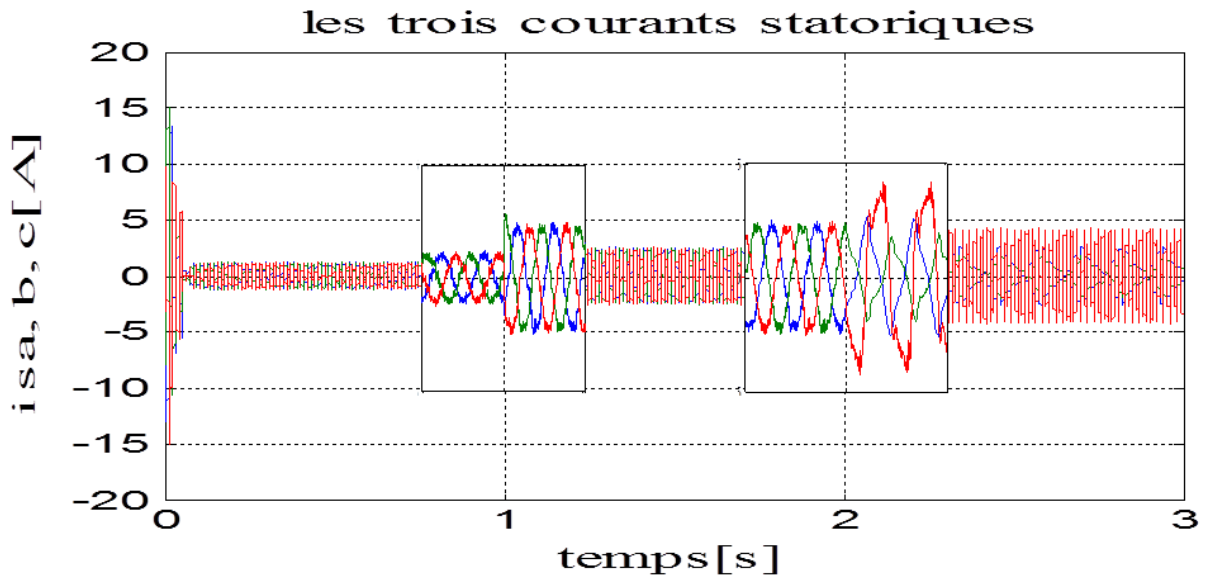


Figure III.5 : La forme des courants statoriques en présence de défaut court circuit entre spires.

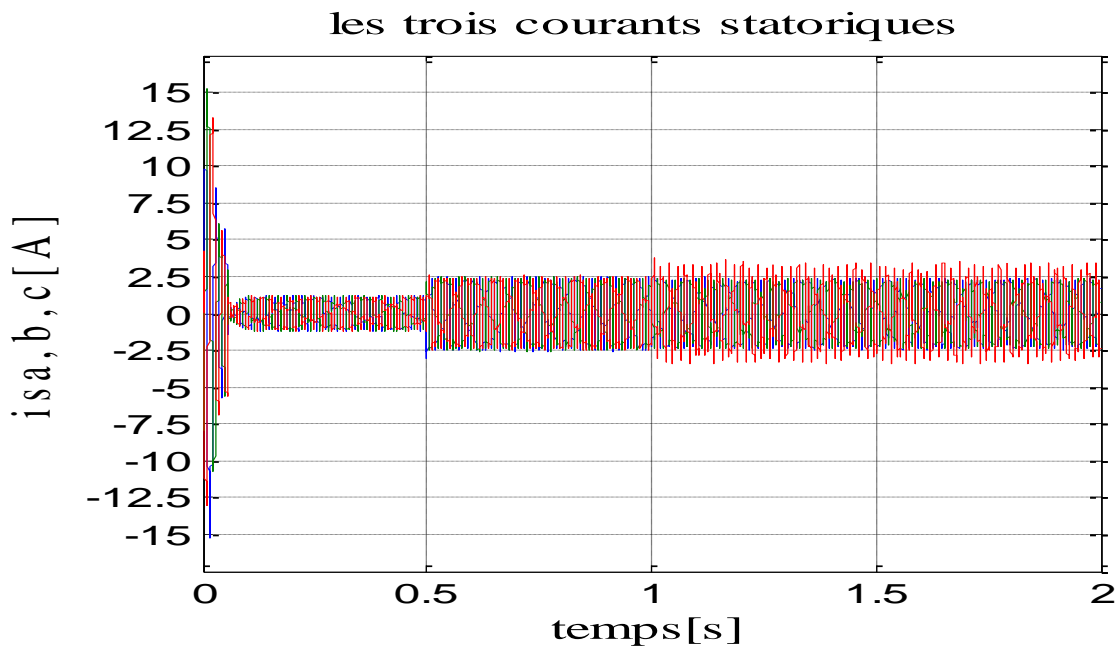


Figure III.6 : La forme des courants statoriques en présence de défaut onduleur($T=0$).

Résultats de Simulation de l'ensemble avec défauts de type offset sur le capteur.

Les figures suivantes illustrent les résultats de simulation de fonctionnement issus de l'application d'un défaut de type offset sur le capteur à $t = 1s$.

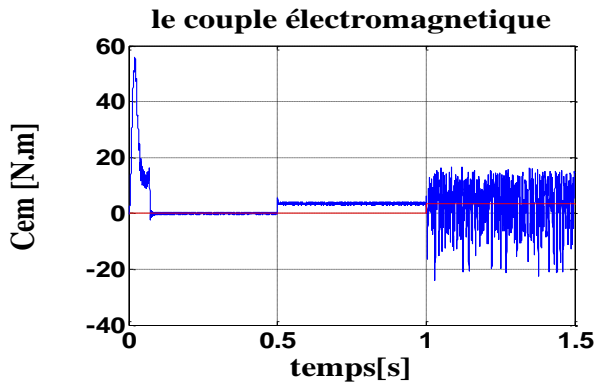


Figure III.7.a: Réponse du couple électromagnétique

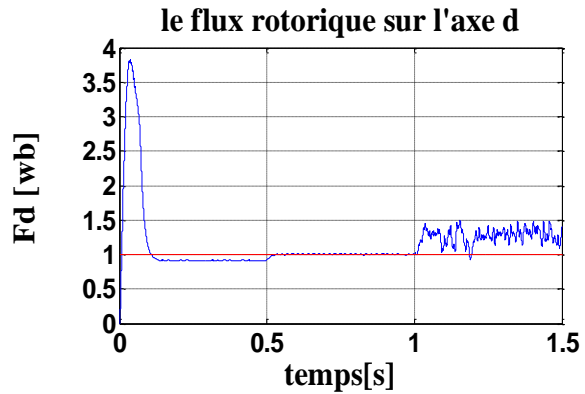


Figure III.7.b : Composante du flux rotorique selon l'axe d

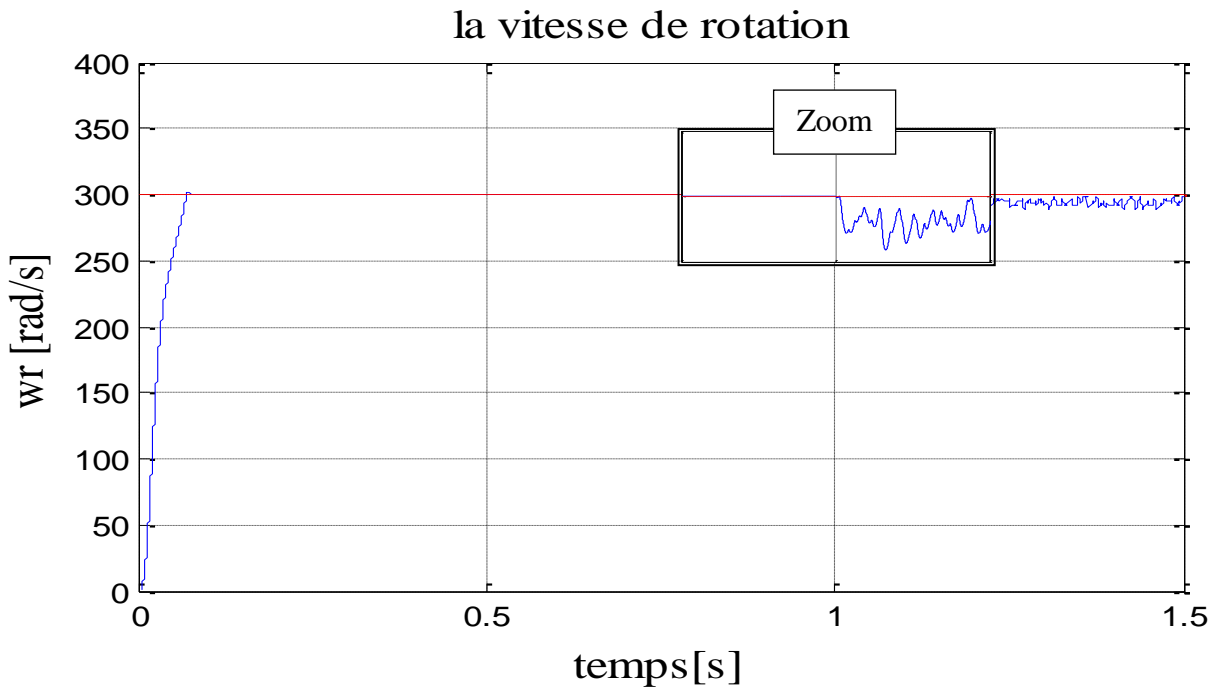


Figure III.7. c : Vitesse de rotation en présence de défaut capteur

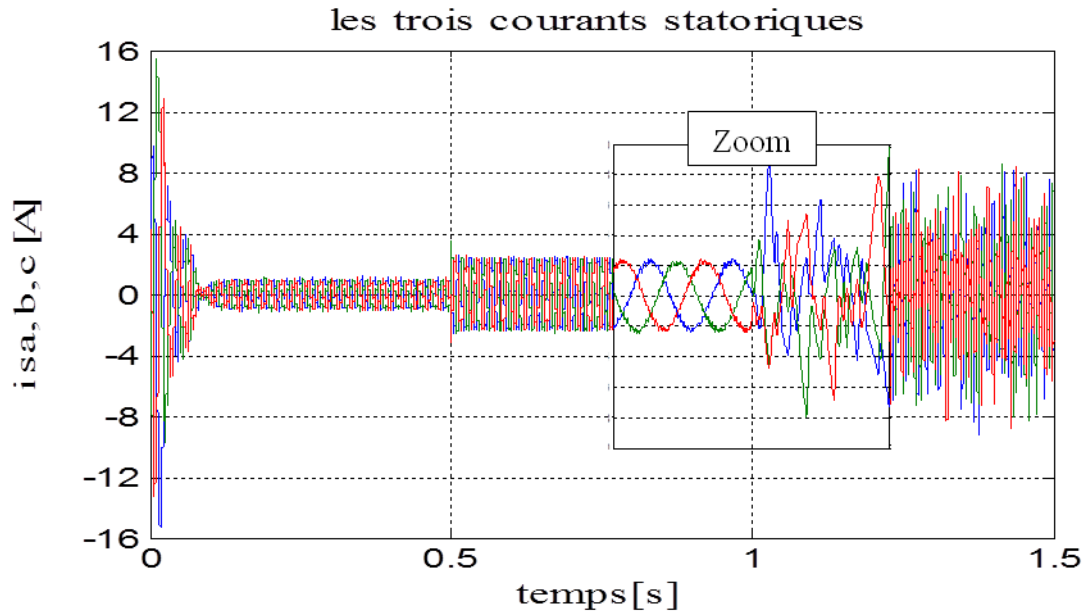


Figure III.7 .d : La forme des courants statoriques en présence de défaut de type offset sur le capteur.

III.3.1 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation montrent bien que la technique de commande appliquée dans ce test rend le système capable de suivre sa référence après l'apparition des deux types de défauts. Autrement dit, la vitesse a une bonne dynamique et suit sa référence d'une manière acceptable, le couple est ondulé mais oscille aux alentours de sa valeur normale, quant au flux il suit la trajectoire prédéfinie mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne. En ce qui concerne les courants statoriques, ils sont légèrement affectés.

III.4 conclusion

On peut conclure que la technique de commande par Backstepping a la capacité de compenser l'effet des deux types de défaut qui affectent la MAS et l'onduleur, mais elle rend le système affecté par le défaut capteur, incapable de suivre ses références.

Ceci nous a amené à développer de nouvelles lois de commandes tolérantes aux défauts, que nous détaillerons dans le chapitre suivant. Dans le but précis, est de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité lors de l'occurrence de certains défauts comme le défaut capteur. A cet effet, Nous développerons les algorithmes de la commande tolérante par mode glissant à base de la technique de logique floue, en utilisant l'approche passive de commande tolérante aux défauts de capteurs.

Chapitre IV

Commande tolérante par mode glissant à
base de la technique de logique floue

IV.1. Introduction

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies [82, 83]. Ceci est dû aux propriétés de sa convergence rapide et sa grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations externes [84, 85]. Emelyanov [86]. a proposé une nouvelle famille de modes glissants appelé les modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement. Ils préservent les principaux avantages de la précédente approche, et permettent de supprimer le phénomène de chattering tout en assurant une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections de modèle ou d'organes de commande. L'ordre de glissement caractérise en particulier le degré de continuité des dynamiques du système au voisinage de la surface de glissement et correspond au nombre de dérivées continues de la variable à contraindre. Pour cela, des algorithmes de commande capables de générer des régimes glissants de tout ordre doivent être synthétisés. Et comme la commande par mode glissant a reçu un intérêt croissant en raison de sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande donne naissance à un phénomène de chattering qui peut endommager le système en excitant les hautes fréquences. Dans le but d'éliminer ce phénomène, sans détériorer les performances de commande et tout en gardant la robustesse du mode glissant, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature [87, 88]. Ces solutions consistent à combiner plusieurs techniques de commande pour obtenir de bonnes performances. Dans ce chapitre, nous considérons la combinaison de la commande par logique floue et la commande par mode glissant.

Des résultats de simulation de la commande hybride floue glissante de la machine asynchrone en présence des défauts sont inclus dans ce chapitre pour illustrer les performances des stratégies de commande proposée.

IV.2. Commande par mode glissant flou

La logique floue, dont les bases théoriques ont été établies depuis le début des années 1960, permet d'exploiter les informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système. Ces informations, fournies par l'expert humain, peuvent être exprimées sous forme d'un ensemble de règles floues de type Si-Alors. La définition de règles ainsi que de fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous » permet aux concepteurs de mieux appréhender les processus imprécis et difficilement modélisables. L'un des domaines d'application de la logique floue qui a connu une évolution considérable et qui continue de

susciter l'intérêt de plusieurs chercheurs est celui de la modélisation et la commande des systèmes [89, 90]. Depuis la mise en œuvre du principe de la commande floue pour la première fois en 1974 [91], plusieurs techniques et applications ont été développées. Cette approche permet d'obtenir, d'une manière simple et sans faire appel à des développements mathématiques complexes, une loi de commande souvent efficace et présente l'intérêt de prendre en compte l'expertise d'un opérateur humain. Cependant, le problème de stabilité et de robustesse de ce type de lois de commande n'est pas encore résolu d'une manière définitive et reste un sujet de recherche.

Afin, de limiter le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant, plusieurs techniques de commande basées sur la combinaison de la commande floue et la commande par mode glissant ont été proposées [92, 93]. L'efficacité de ces techniques, plus particulièrement dans l'atténuation du phénomène de chattering, a été prouvée en considérant plusieurs applications. En plus, cette approche permet de préserver la simplicité de mise en œuvre et la robustesse de la commande par mode glissant.

IV.2.1. Mise en œuvre de la commande par mode glissant flou

L'intégration de la commande floue avec la commande par mode glissant permet, d'une part, d'exploiter la robustesse de la commande à structure variable et, d'autre part, d'utiliser le critère de stabilité de Lyapunov pour analyser la stabilité du système. Cette nouvelle vision est basée sur l'interprétation des règles de commande floues. Une règle est généralement une relation floue de la forme [94] :

$$R^j : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^j, \dots, x_n \text{ est } A_n^j \text{ alors } u_j \text{ est } C^j \quad (\text{IV.1})$$

où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, A_i^j est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i , C^j est un singleton et u est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. La structure de commande, définie par les règles R^j , dépend des états du processus et peut alors être considérée comme étant un système de commande à structure variable (avec une certaine bande limite).

Comme nous l'avons déjà montré dans le chapitre précédent, le terme de correction discontinu dans une commande à structure variable est donné par :

$$u = -K \text{ sign}(s) \quad (\text{IV.2})$$

Un mode glissant théorique est idéal et il est rare qu'il se produit dans le cas d'un système réel. Ceci est principalement dû au retard de commutation et au chattering autour de la surface de glissement. Cette situation peut être corrigée par un lissage de la commande discontinue à l'intérieur d'une bande limite (autour de la surface de glissement).

En introduisant une bande limite Φ , la loi de commande à structure variable est alors modifiée comme suit [95] :

$$u = \begin{cases} K & s > \Phi \\ -K \cdot \frac{s}{\Phi} & -\Phi \leq s \leq \Phi \\ -K & s < -\Phi \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

L'objectif est de remplacer la commande discontinue u , donnée par (IV.3), par une loi de commande floue u_f . L'idée de base pour la conception de cette commande est qu'il est possible de faire une extension de la surface de glissement $s = 0$, vers une surface floue définie par l'expression linguistique suivante :

$$\tilde{s} \text{ est zéro} \quad (\text{IV.4})$$

Où \tilde{s} est la variable linguistique correspondant à s , et "zéro" est l'un de ses ensembles flous. Afin de fuzzifier l'espace autour de la surface de glissement s , on définit cinq sous ensembles flous (figure IV.1), tels que :

$$T(\tilde{s}) = \{NG, NM, EZ, PM, PG\} = \{\tilde{F}_s^1, \dots, \tilde{F}_s^5\} \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

NG : négatif grand ; NM : négatif moyen; EZ : environ zéro ; PM : positif moyen ; PG : positif grand.

Quant à la commande u_f , nous définissons aussi cinq sous ensembles flous tels que :

$$T(\tilde{u}) = \{NG, NM, EZ, PM, PG\} = \{\tilde{F}_u^1, \dots, \tilde{F}_u^5\} \quad (\text{IV.6})$$

Où \tilde{u} est la variable linguistique correspondant à u_f

Les fonctions d'appartenance des deux variables s et u_f , sont illustrées par la figure IV.2. On définit des fonctions d'appartenance de forme triangulaire pour la surface de glissement s et des singletons pour la commande u_f .

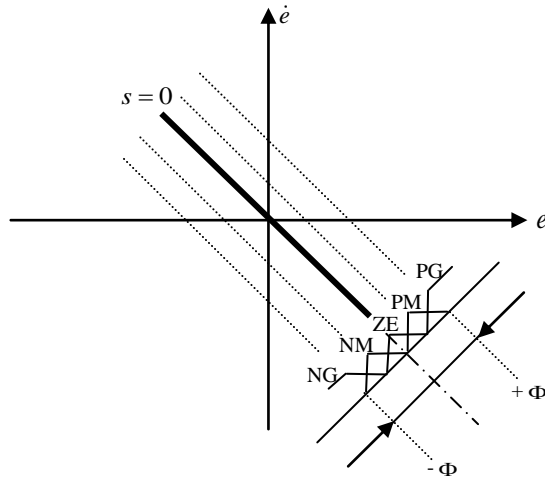


Figure IV.1. Partition floue de l'espace autour de la surface de glissement dans le plan de phase.

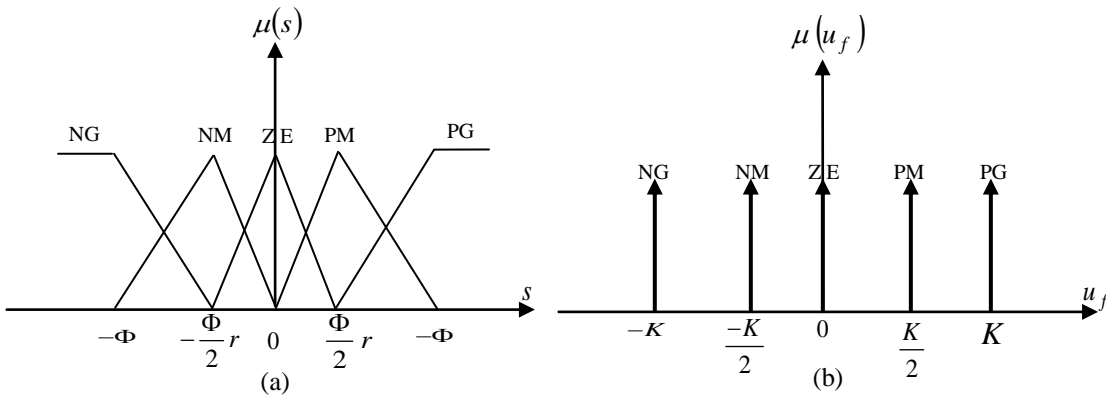


Figure IV.2. Fonctions d'appartenance : (a) l'entrée s , (b) la sortie u_f .

Dans la figures IV.2 (a), le paramètre $r \in [0,1]$ est utilisé pour ajuster les points modaux du sous ensemble ZE (la précision de la commande réside dans l'expression : \tilde{s} est zéro).

Nous définissons pour ce système d'inférence flou, les règles suivantes :

- R^1 : SI s est NG Alors u_f est PG
- R^2 : SI s est NM Alors u_f est PM
- R^3 : SI s est ZE Alors u_f est EZ
- R^4 : SI s est PM Alors u_f est NM
- R^5 : SI s est PG Alors u_f est NG

On peut écrire aussi :

$$R^i : SI \ s \ est \ F_{si}^i \ Alors \ u_f \ est \ F_u^i, \ i = 1, \dots, 5 \tag{V.7}$$

Nous considérons X et Y , comme étant l'espace d'entrée et de sortie des règles floues respectivement. Pour un ensemble flou arbitraire \tilde{F}_x dans X , un ensemble flou $\tilde{F}_x \circ R^i$ est défini dans l'espace Y par la règle R^i .

En utilisant la méthode d'inférence max-min donnée par [96, 97, 98, 99] :

$$\mu_{\tilde{F}_x \circ R^i}(u_f) = \max_{s \in X} \left[\min \left[\mu_{\tilde{F}_x}, \min \left[\mu_{\tilde{F}_s^i}(s), \mu_{\tilde{F}_u^i}(u_f) \right] \right] \right] \tag{IV.8}$$

Dans le cas où la forme de sous ensemble \tilde{F}_x est un singleton, on peut écrire :

$$\mu_{\tilde{F}_x} = \begin{cases} 1 & \text{si } s = \alpha \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{IV.9}$$

Pour la phase de défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité, ce qui nous donne :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^5 \mu_i(s) \cdot u_f^i}{\sum_{i=1}^5 \mu_i(s)} \tag{IV.10}$$

Avec, $\mu_i(s)$ le degré d'appartenance de s au sous ensemble F_{si}^i .

Finalement, le résultat d'inférence pour tout s , s'écrit [100, 101]

$$u_f = -K \operatorname{sig}\left(\frac{s}{\Phi}\right) \tag{IV.11}$$

avec:

$$\operatorname{sig}(z) = \begin{cases} -1 & z < -1 \\ \frac{z+r-1}{2-r} & -1 < z < \frac{-r}{2} \\ \frac{z}{r} & -r < z < 0 \\ \frac{z+1-r}{2-r} & \frac{r}{2} < z < 0 \\ 1 & z \geq 1 \end{cases} \tag{IV.12}$$

La figure IV.3, illustre le résultat d'inférence des règles floues pour différentes valeurs de la variable r . On remarque bien, que la valeur de la variable r joue un rôle important dans la forme de cette fonction. Pour $r_i=1$, on peut la considérer comme une fonction de saturation. Par conséquent, on peut améliorer les performances de la commande par l'ajustement de cette variable.

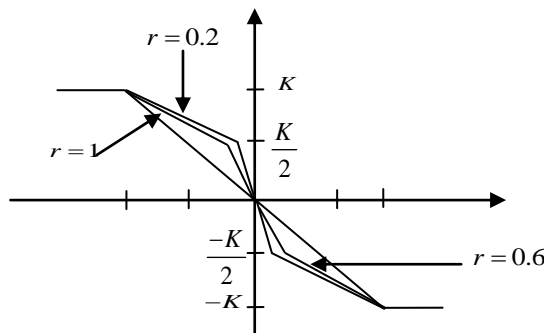


Figure IV.3. Résultats de l'inférence des règles floues pour différentes valeurs de r .

Dans notre travail, afin d'éliminer le phénomène de chattering et contourné les défauts, une commande par logique floue est utilisée pour approximer la commande attractive. La configuration du schéma de la commande floue glissante est représentée dans la figure. IV.4; elle contient la commande équivalente et un système d'inférence floue mono entré mono sortie.

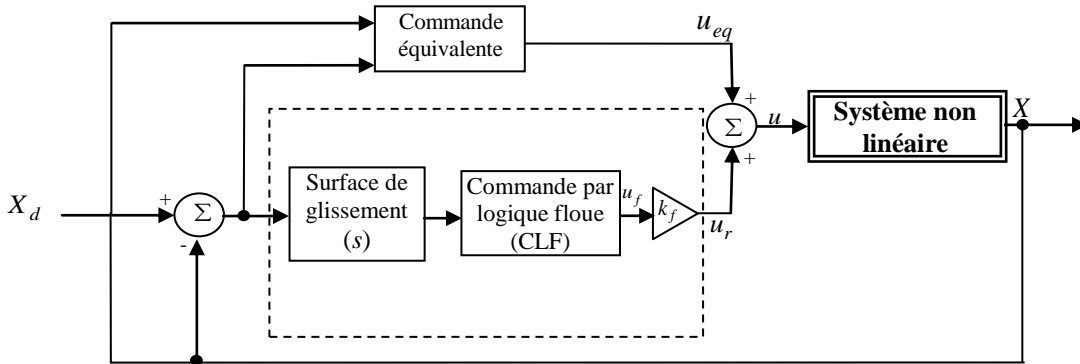


Figure. IV.4. Schéma block de la commande floue glissante.

La commande équivalente, est calculée de manière à avoir $\dot{s} = 0$. Ensuite, la commande discontinu est calculé par:

$$u_r = k_f u_f \tag{IV.13}$$

$$u_f = CLF(s) \tag{IV.14}$$

où k_f est le gain de normalisation de la variable de sortie, et est la sortie du CLF, qui est obtenue par la valeur normalisé de la surface de glissement s .

Les fonctions d'appartenance de l'entrée (surface de glissement) et de la sortie (u_f) ont été normalisées dans l'intervalle $[-1, 1]$, donc $|u_f| \leq 1$.

u_f donné dans l'équation (IV.14) satisfait la condition suivante :

$$s u_{fs} = -K^+ |s| \tag{IV.15}$$

Où $K^+ > 0$ est une constante positive déterminée par le système d'inférence floue.

D'après la figure. IV.4, la loi de commande est obtenue par:

$$u = u_{eq} + u_r = u_{eq} + k_{fs} u_{fs} \tag{IV.16}$$

IV.3. Commande floue glissante de la machine asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (1) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle α - β . Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t) \tag{IV.17}$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

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

f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{r,ref}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r,ref}) \quad (\text{IV.21})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_{\Omega} = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (IV.22)$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\Omega} + \dot{\varepsilon}_{\Omega} \quad (IV.23)$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (IV.24)$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (IV.25)$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (IV.26)$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

IV.3.1. Conditions de convergence

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

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (IV.27)$$

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

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

IV.3.2. Loi de commande par mode glissant

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

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (IV.28)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (IV.29)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{rref}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{rref}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (IV.30)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{rref}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{rref}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{rref}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{rref}). \end{cases} \quad (IV.31)$$

En utilisant le système d'équation (IV.19), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot \dot{M}}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (IV.32)$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2 \right) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot \left(\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \right. \\ \quad \left. + p \cdot x_5 \cdot h_2 \right) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (IV.33)$$

Tels que :

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{cases} \quad (IV.34)$$

Le système (IV.33) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.35)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = (\frac{2 + M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right. \quad (IV.36)$$

Sous la forme condensée (IV.35) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (IV.37)$$

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

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

$$\dot{S} = -k_f \cdot CLF(S) \quad (IV.38)$$

En égalisant (IV.37) et (IV.38) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot k_f \cdot CLF(S) - D^{-1} \cdot F \quad (IV.39)$$

La loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (IV.40)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot k_f \cdot CLF(S) \end{cases} \quad (IV.41)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.42)$$

Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (IV.43)$$

Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} k_{f1} & 0 \\ 0 & k_{f2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} CLF(S_1) \\ CLF(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.44})$$

Pour que la loi de commutation intervienne de la loi de commande globale il faut choisir k_{f1} et k_{f2} suffisamment grand.

$$\begin{cases} k_{f1} > |F_1| \\ k_{f2} > |F_2| \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

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

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \quad (\text{IV.46})$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.47})$$

IV.3.3. Commande floue glissante avec des gains auto-ajustable

Dans cette section, la commande floue glissante avec des gains auto-ajustable est présentée. La structure générale du contrôleur proposé est donnée dans la figure IV.5. Plus précisément, un système d'inférence floue de supervision est utilisé pour ajuster de façon adaptative les gains de la commande k_{fi} for $i=1,2$ afin d'améliorer les performances en présence des défauts de capteur de courant.

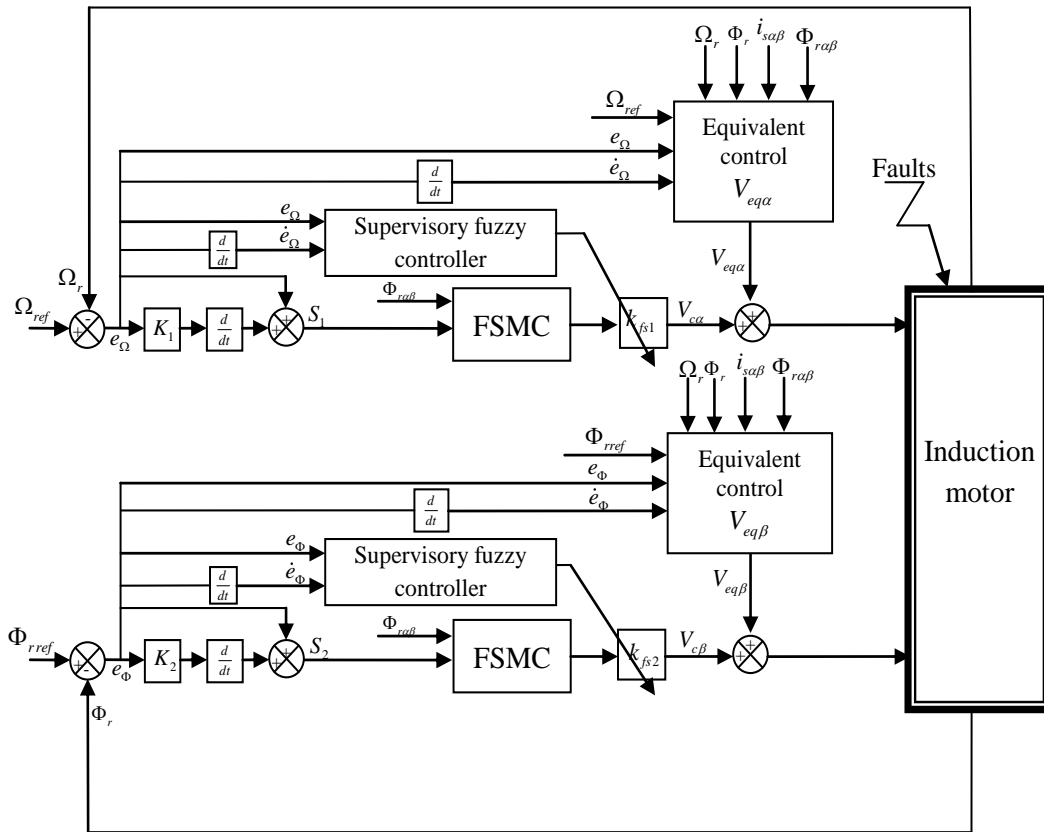


Figure IV.5. Schéma block de commande tolérante aux défauts basé sur la commande floue glissante avec des gains auto-ajustable.

Un régulateur flou est dit adaptatif si l'un ou plusieurs des ses paramètres qu'on peut ajuster (Gains, fonctions d'appartenance, règles) changent au cours de fonctionnement. Dans le cas contraire le régulateur est dit non adaptatif ou conventionnel, donc, un régulateur flou adaptatif est un régulateur dont les paramètres changent au cours du temps. Dans notre cas le gain de la commande floue glissante k_{f1}, k_{f2} sera adapté en temps réel suivant l'état actuel de la machine asynchrone. La figure IV.5, montre le schéma synoptique de la commande proposée dans lequel l'adaptation du gain est assurée par un mécanisme d'ajustement du gain. Notre objectif ici est d'adapter seulement le gain de sortie dans le but d'obtenir de meilleures performances en commande et de compenser les défauts de capteurs. La supervision floue du gain k_{f1} est développé en fonction de l'erreur $e_{\Omega} = \Omega_r - \Omega_{rref}$ et la dérivée de l'erreur $\dot{e}_{\Omega} = \dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{rref}$ comme prémisse, et la supervision floue du gain k_{f2} est développé en fonction de l'erreur $e_{\Phi} = \Phi_r - \Phi_{rref}$ et la dérivée de l'erreur $\dot{e}_{\Phi} = \dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}$ comme prémisse. Figures. IV.6 et IV.7 montre les fonctions d'appartenance d'adaptions des gains k_{f1} et k_{f2} et les figures IV.7 et IV.8 montre les surfaces des superviseurs flous des gains k_{f1} et k_{f2} . L'univers de discours des entrées ($e_{\Omega}, \dot{e}_{\Omega}$) et (e_{Φ}, \dot{e}_{Φ}) est compris dans la plage $[-0,01, 0,01]$ et celui de la sortie k_{f1} et k_{f2} est dans la plage $[30000, 50000]$ et $[10000, 20000]$ respectivement, sélectionnés on utilisant

l'approche essais-erreurs. Les variables linguistiques sont définies par :

$(e_\Omega, \dot{e}_\Omega)$ et $(e_\Phi, \dot{e}_\Phi) = \{NB \text{ (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), Z (Zero), PS (Positive Small), PN (Positive Medium), PB (Positive Big)}\};$

k_{f1} et $k_{f2} = \{VVS \text{ (Very Very Small), VS (Very Small), S (Small), M (Medium), B (Big), VB (Very Big) and VVB (Very Very Big) }\}.$ La base de règle des superviseurs flou des gains k_{f1} et k_{f2} sont données dans le tableau IV.1.

Table IV.1. La table des règles des superviseurs flou des gains k_{f1} et k_{f2} [102] :

k_{f1} and k_{f2}	e_Ω, e_Φ						
$\dot{e}_\Omega, \dot{e}_\Phi$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	M	S	VS	VVS	VS	S	M
NM	B	M	S	VS	S	M	B
NS	VB	B	M	S	M	B	VB
Z	VVB	VB	B	M	B	VB	VVB
PS	VB	B	M	S	M	B	VB
PM	B	M	S	VS	S	M	B
PB	M	S	VS	VVS	VS	S	M

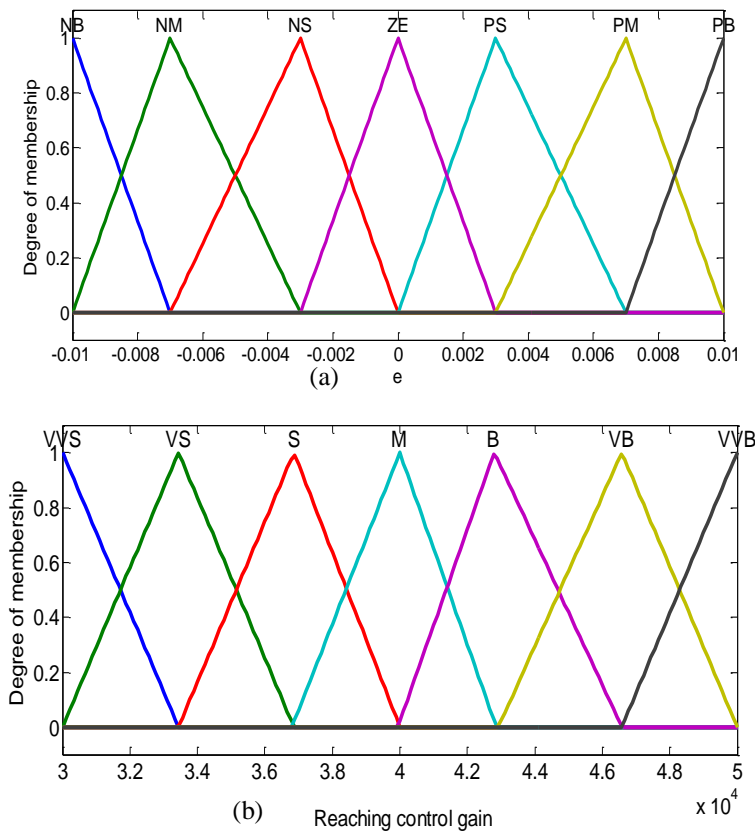


Figure IV.6. Les fonctions d'appartenance du superviseur flou du gain k_{f1}

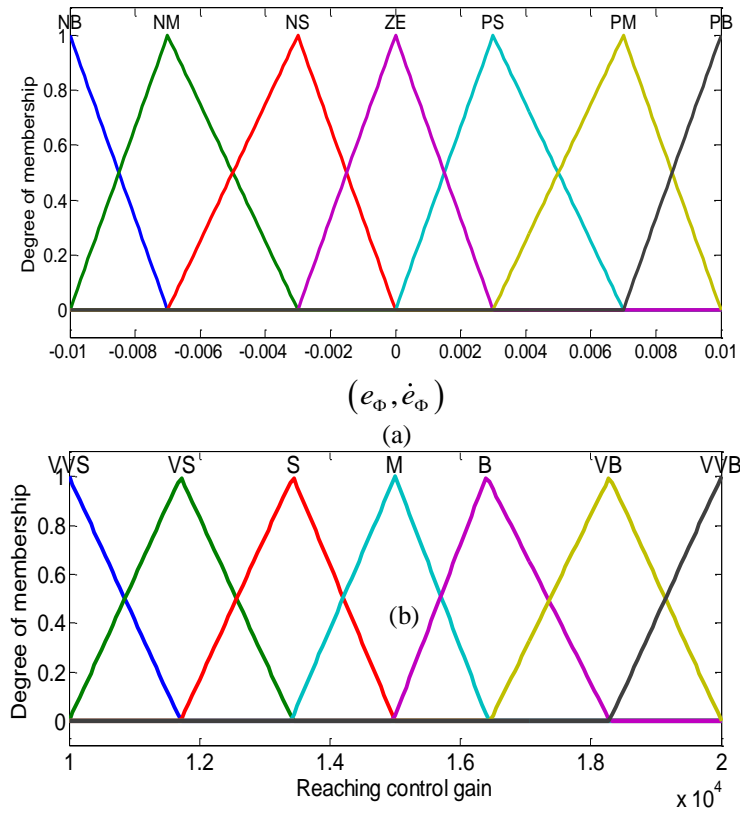


Figure. IV.7. les fonctions d'appartenance du superviseur flou du gain k_{fs2}

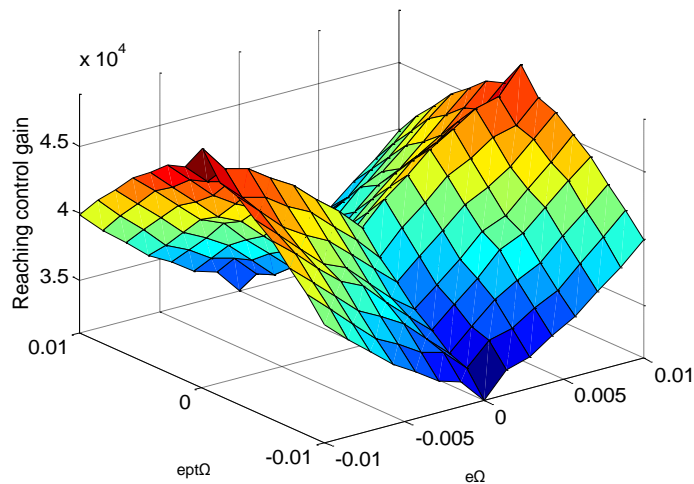


Figure. IV.8. surface du superviseur flou du gain k_{fs1}

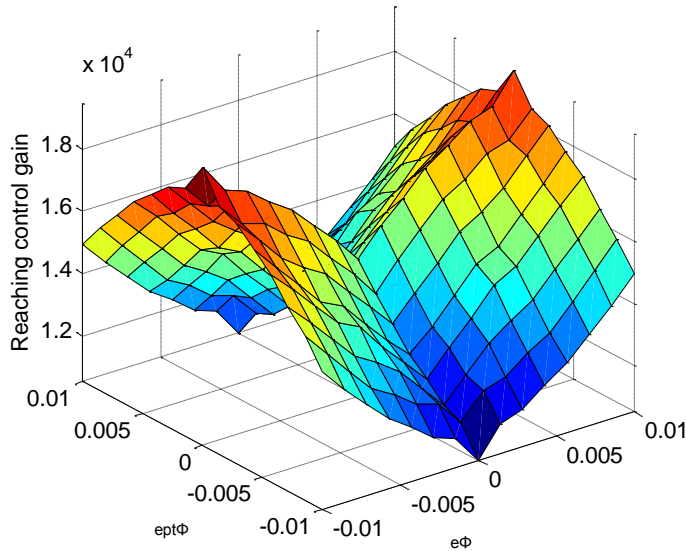
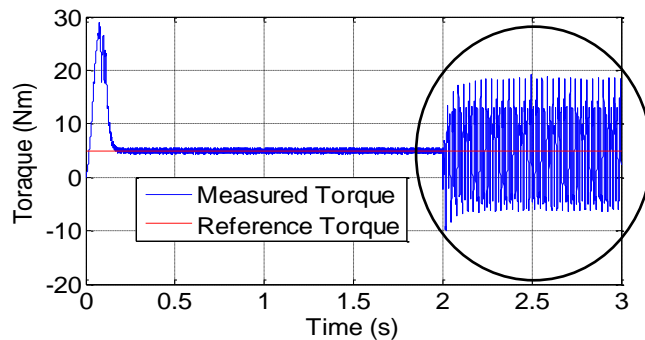


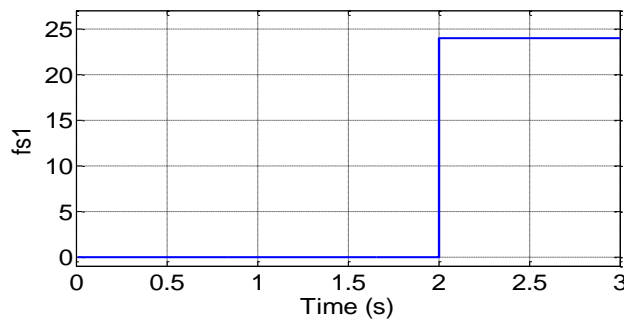
Figure. IV.9. surface du superviseur floue du gain k_{fs2}

IV.4. Résultats de simulation

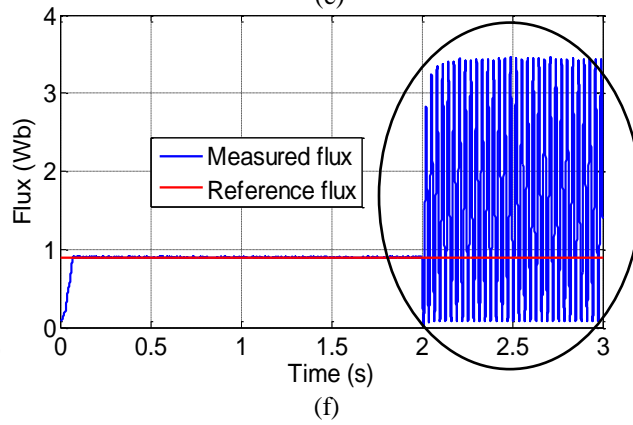
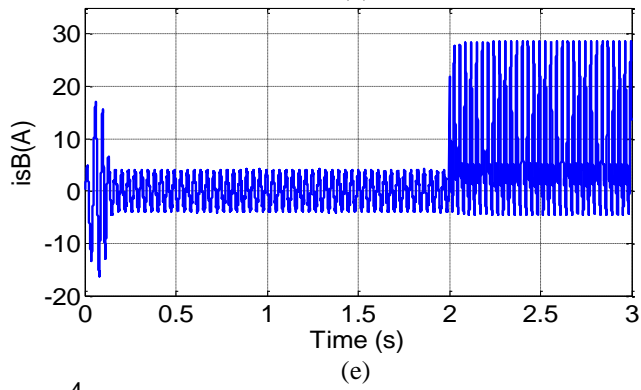
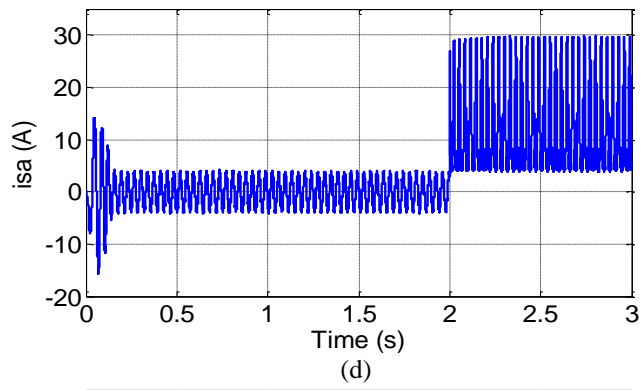
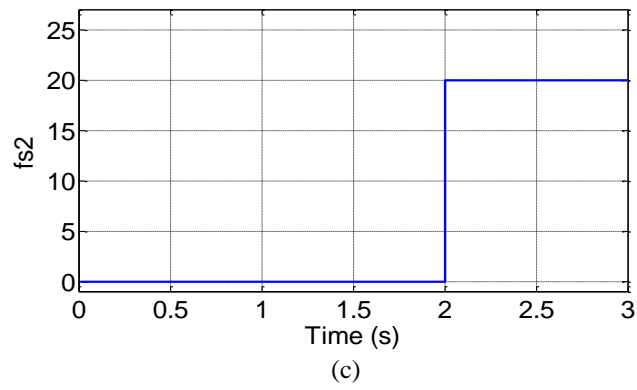
Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande tolérante aux défauts du modèle mathématique de la machine asynchrone en basant sur la commande floue glissante avec des gains fixes. Fig. IV.10 illustrent les résultats de simulation de la commande floue glissante avec un ajout d'un défaut de capteur de courant à l'instant $t=2s$, où l'évolution des défauts du capteur de courant (f_{s1} et f_{s2}) sont données dans les figures. IV.10.b et IV.10.c



(a)



(b)



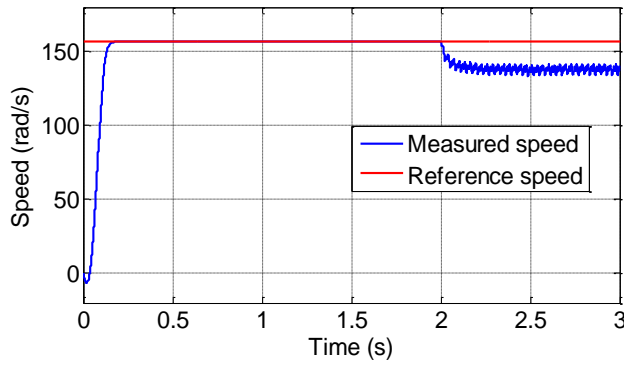
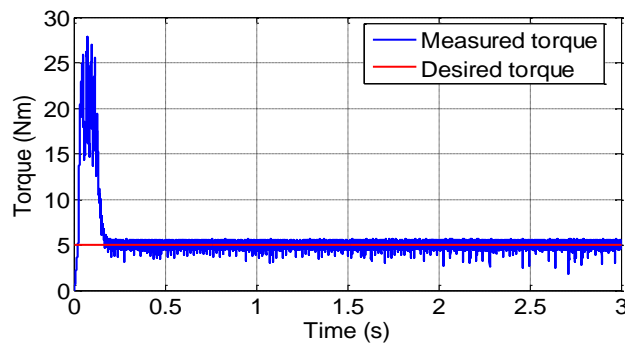
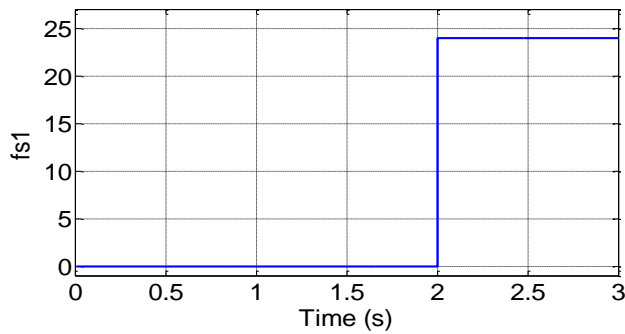


Figure. IV.10. Résultats de simulation de la commande floue glissante avec des gains fixes

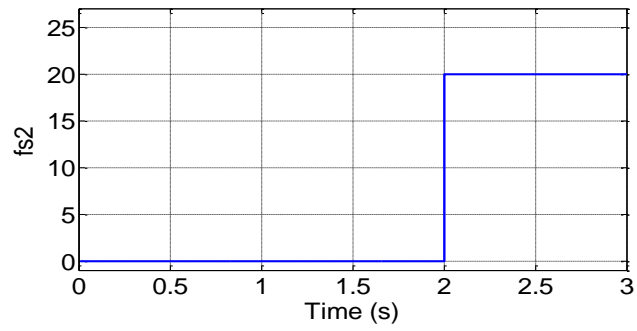
A partir de ces résultats, nous pouvons voir que la commande floue glissante avec des gains fixes présente un bon suivi des trajectoires souhaitées sur la vitesse et le flux, mais est insuffisant en cas de présences des défauts de capteurs de courant. Afin d'améliorer les performances en présences des défauts, dans la section suivante on va présentée la simulation de commande tolérance aux défauts basée sur la commande floue glissante avec des gains auto-ajustables. En fait, la figure .IV.11 illustre les résultats de simulation de la commande floue glissante avec des gains auto-ajustables tolérante aux défauts avec un ajout d'un défaut de capteur de courant (f_{s1} et f_{s2}) à l'instant $t=2s$, où l'évolution des défauts du capteur de courants sont donnés dans les figures. IV.11 b et IV.11.c.



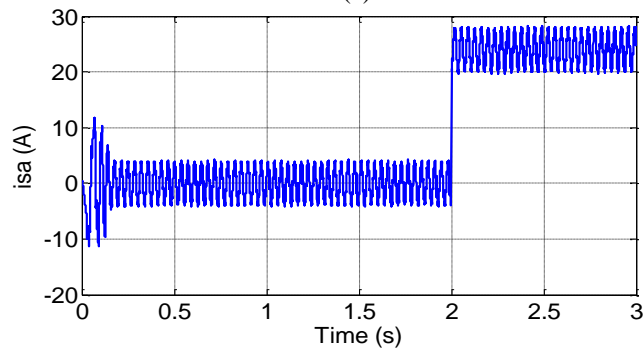
(a)



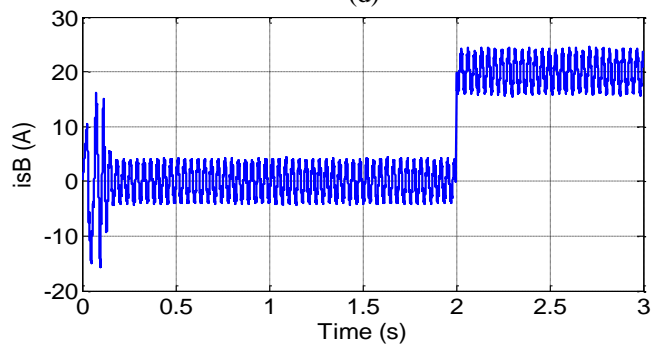
(b)



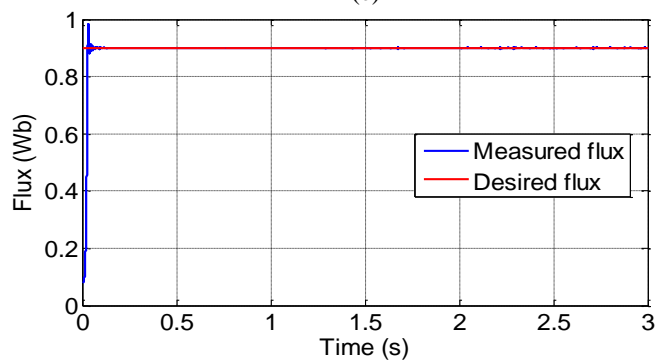
(c)



(d)



(e)



(f)

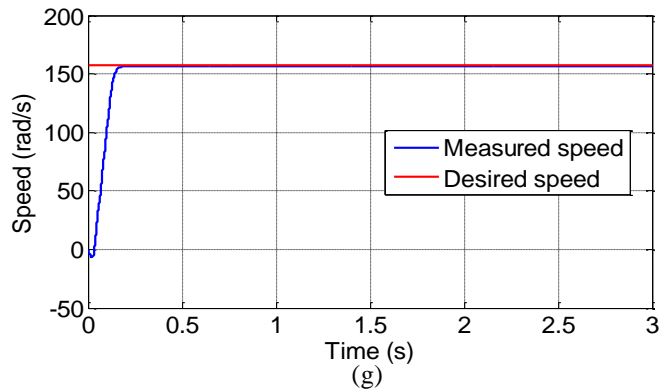


Figure. IV.11 Résultats de simulation de la commande floue glissante avec des gains auto-ajustable.

Selon la figure IV.11. nous pouvons voir que la commande tolérante aux défauts basée sur la commande floue glissante avec des gains auto-ajustable est capable de faire suivre la machine asynchrone la trajectoire de référence en couple, flux et vitesse, démontrant ainsi la robustesse de la commande proposé. De plus, les effets des défauts de capteur ne sont pas visibles sur les performances de poursuite. Ceci montre la robustesse de la commande proposé en fonctionnement défectueux.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre on à proposé une commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone basée sur la commande floue glissant avec des gains auto-ajustable pour traiter les défauts de capteur de courant.

L'objectif était de voir la contribution de la commande tolérante aux défauts pour la compensation des effets des défauts sur les performances de poursuite de la machine asynchrone.

Les résultats de simulation de la commande proposée sur le modèle de la machine asynchrone ont montré l'efficacité de cette approche. En effet, la commande par mode glissant flou avec des gains auto-ajustable permet d'atténuer d'une manière considérable le phénomène de chattering tout en préservant la robustesse contre les défauts.

Conclusion générale

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la commande tolérante aux défauts sous contraintes avec prise en considération de la dégradation de performances.

Notre objectif est de proposer une amélioration de la commande, pour répondre aux exigences à la continuité de fonctionnement des systèmes d'entraînement électriques.

Dans un premier temps, nous avons effectué les travaux suivants :

- Une description de la structure générale d'un système d'entraînements électriques à vitesse variable et les éléments physiques qui le constituent : source électrique (réseau triphasé) ; convertisseur électrique (ensemble de redresseur-filtre-onduleur) ; convertisseur électromécanique (moteur asynchrone) ; convertisseur mécanique (réducteur) ; une source mécanique (charge) et enfin la commande.
- Un recensement non exhaustif des différents défauts qui peuvent affecter des éléments du système en question.
- Un bref état de l'art sur la commande tolérante aux défauts nécessaire au bon choix de la commande.

En second lieu, nous avons présenté :

- La modélisation de l'ensemble convertisseur-moteur et commande pour les deux cas : sain et défaillant.
- Suivie de La simulation qui a montré la validité du notre modèle mathématique de l'ensemble pour révéler les signatures des défauts de l'ensemble.

Ensuite, nous avons présenté:

- La technique de commande par backstepping pour notre ensemble. Cependant cette technique de commande, peut s'avérer très limitée et induire des comportements non désirés de l'ensemble à commander, voire à l'instabilité de ce dernier, en présence de défauts capteur. Néanmoins, elle reste robuste pour certaines perturbations.

En fin, les résultats obtenus suite à l'application de la commande tolérante, il a été constaté :

- Le bon fonctionnement de la commande et le niveau de performance de l'entraînement électrique repose essentiellement sur la qualité de l'information de rétroaction issue des capteurs.
- L'objectif était de voir la contribution de la commande tolérante aux défauts pour la compensation des effets des défauts sur les performances de poursuite de la machine asynchrone. Les résultats de simulation de la commande proposée sur le modèle de la machine asynchrone ont montré l'efficacité de cette approche. En effet, la commande par mode glissant flou avec des gains auto-ajustable permet d'atténuer d'une manière considérable le phénomène de chattering tout en préservant la robustesse contre les défauts.

Conclusion générale

Comme perspectives de ce travail on peut citer:

- ✓ La mise en œuvre expérimentale des différentes lois de commande développées sur l'ensemble (actionnaire-machine asynchrone) en présence des trois types de défauts fréquents.

- ✓ Généraliser l'étude sur d'autres types de défauts de la machine asynchrone à savoir les défauts rotoriques et mécaniques.

- ✓ L'utilisation d'autres types de commande à savoir la commande tolérantes active de par ses avantages qu'elles offrent.

Annexes

Annexes

Annexe -Paramètres de la machine étudiée

Plaque signalétique : Constructeur : ABB

U:220/380 V

I_n : 4.5/2.6A

Ω_n : 2850 tr/min

P_n =1.1 kW

Les paramètres utilisés:

$R_s = 7.828 \Omega$

$R_r = 6.3 \Omega$

$J = 0.006093 \text{ Kg m}^2$

$f = 0.000725 \text{ Nm s /rd}$

Rayon = 0.03575 m

Longueur = 0.065 m

Entrefer = 0.00025 m

$N_s = 160$

$N_r = 16$

$L_{sl} = 0.018 \text{ H}$

$R_{bsain} = 150 \cdot 10^{-6} \Omega$

$R = 11 * R_{bsain} = 0.00165 \Omega$

$R_{e(sain)} = 72 \cdot 10^{-6} \Omega$ (totale)

$L_b = 10^{-7} \Omega$

$L_e = 10^{-7} \text{ H}$

$T_s = 0.0752 \Omega$

$T_r = 0.145 \Omega$

$\sigma = 0.0487$

Références Bibliographiques

Références

- [1] **J. P. Hautier, J.P. Caron**, « *Convertisseurs statiques : méthodologie causale de modélisation et de commande* », Edition Technique, Paris, 1999.
- [2] **A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J.P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M.Pietrzak-David**, « *Multi-machine multi-converter systems for drives: analysis of couplings by a global modelling* », IEEE-IAS annual meeting, Rome, October 2000 CDROM.
- [3] **A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David**, « *Multi-machine multi-converter systems: applications to electromechanical drives* », EPJ Applied Physics, Vol. 10, No. 2, 131147, May 2000.
- [4] **Mohammad. Ali. SHAMSI NEJAD**, « Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante », Thèse de doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Lorraine (I.N.P.L.), 2007.
- [5] **KHODJA Djalal-Eddine**, «*Diagnostic automatique des défaillances du système électromécanique par application des réseaux de neurones artificiels*», Mémoire de Magister, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie, U.Boumerdès, Juin 2001/ Sous la Direction de Mr B.Chetate.
- [6] **REZGUI Salah Eddine**, « *Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel Application à la machine asynchrone: Commande vectorielle sans capteurs mécaniques Svpwm, mode glissant, mras* », Mémoire de Magister en électrotechnique, faculté des sciences de l’ingénieur, Université MENTOURI de CONSTANTINE, 2009.
- [7] **SCHNEIDER Bernard**, « *Motorisation et commande des machines* », www.iai.heig-vd.ch, Institut d’Automatisation Industrielle, Haute Ecole d’Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud, Département de TIN (Techniques industrielles), Yverdon-les-Bains, le 19 Février 2013
- [8] **J.Reptika** , « *A survey of generator buck up protection practices IEEE committee report* » IEEE transaction on power delivery, vol.5, No2, April 1990, pp 575-584.
- [9] **KHELIFI Fateh**, «*sûreté de fonctionnement et fiabilité des circuits de l’électronique de puissance* » Mémoire de Magister, Boumerdès 2008.
- [10] **Abdelfatah.Kolli** « *Analyse d'une architecture de puissance dédiée aux modes traction-recharge dans un véhicule électrique. Optimisation de la commande et fonctionnement en mode dégradé*», thèse de doctorat, université paris-sud 11 école doctorale sciences et technologies de l'information des télécommunications et des systèmes, décembre 2013
- [11] **Faiza KAMOUN CHARFI**, « Surveillance des systèmes électroniques de puissance embarqués dans le véhicule électrique -méthodes et outils ». Thèse de Doctorat. l’école nationale d’ingénieurs de Sfax. décembre 2004.
- [12] **Nassim BELKHERCHI**, « *Contribution à l’étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l’approche structurelle – application aux procédés biologiques* ». Thèse de doctorat, Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier).avril 2011
- [13] **KHEBBACHE Hicham**, « *Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires Application* » : Système UAV de type Quadrirotor. Mémoire de Magister. Université Ferhat Abbas de Sétif upas (Algérie). 2012.
- [14] **Loures R.**, «*Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basés sur l’abstraction des dynamiques continues par réseau de pétri temporel flou*», Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2006.
- [15] **MEDOUED Ammar**, «*surveillance et Diagnostic des défauts des machines électriques: Applications aux moteurs asynchrones*». Thèse de doctorat, Université du Skikda, 2012

Références Bibliographiques

- [16] **Mohamed Riyad Zemouri** « Contribution à la surveillance des systèmes de production », thèse doctorat, Université de Franche-Comté, 2003.
- [17] **Gilles Zwinglstein**, « *Diagnostic des défaillances, théorie et pratique pour les systèmes industriels* », éditions Hermès 1995.
- [18] [CIE 2007] **CIESLAK, M.J.** « *Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique* », thèse de doctorat, spécialité automatique, productique, signal et image, Université de bordeaux I, 2007.
- [19] **Abd Errezak Benaskeur** « *Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non-linéaires* », Thèse Doctorat, Université du Laval, février 2000.
- [20] **Dimitrios Fragkoulis**, « *Détection et localisation des défauts provenant des capteurs et des actionneurs : application sur un système non linéaire. thèse de doctorat* », Délivré par l'Université Toulouse III - Paul Sabatier Discipline ou spécialité : Automatique Nov. 2008.
- [21] **Souad Chebbi** « *Production - Transport et Distribution d'Energie, Défauts dans les réseaux électriques* », Université Virtuelle de Tunis.
- [22] **O. Ondel** « *Diagnostic par Reconnaissance des Formes : Application à un Ensemble Convertisseur – Machine Asynchrone* », Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique de Lyon, 2006.
- [23] **Nicolas LEBOEUF**, « *contribution à l'étude des machines synchrones a aimants permanents en présence de défauts inter-spires modélisation détection de défauts inter-spires* ». thèse de Doctorat, université de lorraine. Décembre 2012.
- [24] **Schwab H., Klönne A., Reck S., Ramesohl I., Sturtzer G. & Keith B.**, 2003. Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application. Power Electronics and Applications, pp. 1–9.
- [25] **Richardeau F., Baudesson P., & Meynard T.A.**, (2002). Failures-tolerance and remedial strategies of a PWM multicell inverter. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.17, no.6, pp. 905-912
- [26] **B.BENDJAIMA, DJ.SAIGAAS, DJ.KHODJA**, “*Fault Tolerant Control Based on Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller for Induction-Motors*”, *International Journal of Intelligent Engineering and System, INASS 2017*. PP.39-48, Vol.10, No.6, 2017.
- [27] **MAV 2007] Jérôme MAVIER**, « *Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique*». Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, mars 2007
- [28] **Kamel MENIGHED** « *Commandes coopératives embarquées et tolérantes aux défauts* » Thèse de doctorat, Nancy-1, 2010.
- [29] **Smet V., Forest F., Huselstein J., Richardeau F., Khatir Z., Lefebvre S., & Berkani M.**, (2011). Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941
- [30] **Louis J. P., Lemaire-Semail B., Robert B., Flieller D., Matagne E., Semail E., Baudart F., Giraud F., Labrique F., Rémy G., Sturtzer G., Schwab H., Vido L., Benkhoris M. F., Feki M., Hillairet M., Nguyen N. K., Patin N., Barre P.-J., Lubin T., Tounzi, & Kestelyn X.**, (2012), « *Control of Non-conventional Synchronous Motors* ». Wiley, John & Sons, Incorporated, Series ISTE, Edition N°1. 416 pages, ISBN : 978-1848213319.

Références Bibliographiques

- [31] Schwab H. ; Flieller D. & Sturtzer G., (2006). Commande tolérante aux fautes d'un ensemble actionneur PMSM - onduleur triphasé. Conférence internationale francophone d'automatique. Bordeaux, France, pp. 1–6.
- [32] BOUCHARÉB Ilhem, «*Modélisation et Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable*». Mémoire de Magister, L'Université de Constantine. 2013.
- [33] ANDRIAN ceban, «*méthode globale de diagnostic des machines Electriques* » Thèse Doctorat génie électrique. Université Lille de nord de France école doctorale spi Université d'Artois laboratoire systèmes électrotechniques et environnement. fév. 2012.
- [34] P. O'Donnell, «*Report of large reliability survey of industrial and commercial installations* », Part 1, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA 21, N. 4, pp 853 - 864, 1985.
- [35] Abla Bouguerne, «*Diagnostic automatique des défauts des moteurs asynchrones* ». Mémoire de Magister, L'Université de Constantine. 2013.
- [36] Youcef SOUFI, Modélisation et diagnostic d'une association convertisseur machine électrique. TH_ESE de Doctorat en Sciences (spécialité Automatique). Université Badji Mokhtar ANNABA. Juin 2012.
- [37] F. BENABIDA, M. OUADAH , «*Diagnostic de défauts au stator et au rotor par estimation paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écurueil* » Projet de fin d'études d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique.
- [38] S. Bachir, «*Contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation Paramétrique* », Université de Poitiers Thèse de doctorat, 2002.
- [39] A. Khatir, «*Etude comparative des modèles des machines asynchrones utilisés en diagnostic des défauts* ». Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2009.
- [40] G.Didier, «*Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillance* » Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 2004.
- [41] [KHO 2007] KHODJA Djalal-eddine, «*Elaboration d'un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction* », thèse de Doctorat, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie, U.Boumerdès, 2007.
- [42] [BOU 2001] T. Boumegoura, «*Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic* » Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lyon Ecully, France, 2001.
- [43] H. Bonnett, «*Cause and analysis of Anti-Friction Bering Failures in A.C Induction Motors* », IEEE Transactions on Industry Application, pp 14 - 23, Sept/Oct 1993.
- [44] BEZZOUH NABIL, «*Commande Robuste du Moteur Asynchrone Basée Sur la Théorie de Lyapunov* ». Mémoire de Magister en Electrotechnique Option : Electricité industrielle. Université de Batna, Faculté des Sciences de l'Ingénieur. 2010
- [45] D. Thailly, «*Etude du champ de dispersion des machines à courant alternatif : Application au diagnostic* », Thèse de doctorat, Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement (LSEE), Université d'Artois, Béthune, France, 2007.
- [46] P. Tavner, L. Ran, J. Penman, and H. Sedding, «*Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines* », 2 ed. London, United Kingdom: Institution of Engineering and Technology, 2008.
- [47] IEEE, «*Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I* », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, pp. 853-864, 1985.

Références Bibliographiques

- [48] **H. Bonnett and G. C. Soukup**, « *Cause and analysis of stator and rotor failures in three phase squirrel-cage induction motors*, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 921-937, 1992.
- [49] **W. T. Thomson**, « A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase Squirrel cage induction motors—past, present and future », in 2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED '99, Gijon, Spain, 1999, pp. 3-17.
- [50] **O. V. Thorsen and M. Dalva**, « *A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries* », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 1186-1196, 1995.
- [51] **O. V. Thorsen and M. Dalva**, « *Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry* », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 810-818, 1999.
- [52] **H. Bonnett and C. Yung**, « *Increased Efficiency Versus Increased Reliability*, " *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 14, pp. 29-36, 2008.
- [53] **H. Razik**, «*Contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l'art*», *La Revue 3EI n°29*, pp.48-52.
- [54] **NOUREDDINE Benbaha** « *Commande Robuste Tolérante Aux Défautes Application à la Machine à Courant Alternatif* » Mémoire d'ingénieur, Université de Batna 2009
- [55] **Zanardelli. W.G.**..2005. « *Methods to identify intermittent Electrical and Mechanical Faults in Permanent Magnet AC drives Based on Time-Frequency Analysis* ». PhD thesis, Michigan State University.
- [56] **W. T. Thomson, M. Fenger**, « *Current signature analysis to detect induction motor faults* ». *IEEE Industry Application Magazine*, 2001.
- [57] **Ahmed KHELASSI**, « *Nouvelle méthodologie de Synthèse de Lois de Commande Tolérante aux Fautes Garantissant la Fiabilité des Systèmes* », TH'ESE de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1. Juillet 2011.
- [58] **Boumedyen BOUSSAID**, « *Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références* ». THÈSE présentée pour obtenir le grade de Docteur de l'École Nationale d'Ingénieurs de Gabès l'Université Henri Poincaré, Nancy 1. Juillet 2011.
- [59] **Maciejowski, J.** (1999). *Fault tolerant aspects of mpc. IEE Two-Day Workshop on Model Predictive Control : Techniques and Applications - Day 2*, Ref. No. 1999/096:pp. 1/1 –1/4.
- [60] **Jean-Paul Louis**, « *Modélisation des machines électriques en vue de leur commandes concepts généraux* », LAVOISIER, 2004 LAVOISIER 11, rue Lavoisier 75008. Paris Serveur web : www.hermes-science.com ISBN 2-7462-0916-0.
- [61] **Pierre Brosselard**, « *Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tensio (5kV) en carbure de silicium* », Thèse doctorat de l'INSA de Lyon 2004.
- [62] **G.Segulier,F.Labrique**, «*Les convertisseurs de l'électronique de puissance : conversion continue-alternative*», édition Lavoisier,1989.
- [63] **A.Lebaroud**, «*Le diagnostic automatique des défaillances des systèmes électromécaniques*», Mémoire de Magistère, INHC, 1997/ sous la Direction de Mr B.Chetate.

Références Bibliographiques

- [64] **B.DE.Fornel**, « *Alimentation des machines asynchrones* », Technique de l'ingénieur D2620, Juin, 1990, PP 6-19
- [65] **B.K.Boss**, « *Power electronics AC drives* », édition Eyrolles, Paris, 1989.
- [66] **KHODJA Djalal-Eddine**, « *Diagnostic automatique des défaillances du système électromécanique par application des réseaux de neurones artificiels* », Mémoire de Magister, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie, U.Boumerdès, Juin 2001/ Sous la Direction de Mr B.Chetate.
- [67] **X.Chang, V.Conquenmpot, C.Christophe**, « *Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes du stator* », <http://www.univ-lille1.fr/lail> 2002.
- [68] **J. Chatelain**, « *Machine électriques* », tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8
- [69] **Rosendo Peña Eguiluz**, « *Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire* », Thèse Doctorat De l'INPT Toulouse 2002
- [70] [KHO 2009] **KHODJA Djalal-Eddine, et KHELDOUN Aissa** « Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults », article 2009.
- [71] **I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic, A.S. Morse** « *systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems* », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, No. 11, pp.1241-1253, 1991.
- [72] **A. Feurer , and A.S. Morse** « *Adaptive control of single-input, single-output linear systems* », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 23, No. 4, pp. 557-569, 1978.
- [73] **J. Tsinias** « Sufficient lyapunov-like conditions for stabilization », Math. Contr. Signal. Syst. Vol. 2, pp. 343-357, 1989.
- [74] **P.V. Kokotovic, H.J. Sussmann** « *A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems* », Systems and Control Letters, Vol. 13, pp. 125-133, 1989.
- [75] **Tadjine M. et al.** « Robust backstepping vector control for the doubly fed induction motor ». IET Control Theory & Applications, vol. 1, n°4, pp. 861-868, July 2007.
- [76] **Ebrahim A. et al.** « *Adaptive backstepping control of an induction motor under time-varying load torque and rotor resistance uncertainty* ». In Proceedings of the IEEE SSST'06, Cookeville, (USA), pp. 512-518, March 2006
- [77] **Tan H. et al.** « Adaptive backstepping control of induction motor with uncertainties ». In Proceedings of the IEEE ACC'99, San Diego (USA), vol. 1, pp. 1-5, June 1999.
- [78] **Omar Benzineb, Mohamed Tadjine, Mohamed Benbouzid, Demba Diallo** « *Sur la commande tolérante aux défauts des machines asynchrones : Une approche implicite* ». Européen Journal of Electrical Engineering, 2012, 15 (6), pp.633-658. <hal-00780768>. 2013
- [79] [KRS 1995] **Krstic, M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic, P., 1995.** « *Nonlinear and Adaptive control design* », wiley Inter-science Publication
- [80] [LEO 1996] **W.Leonhard.** « *Control of Induction Drivers* ». Springer Verlag 2nd Edition, 1996.
- [81] **Nassim BELKHERCHI**, « *Contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle – application aux procédés biologiques* ». thèse de doctorat, Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier).avril 2011

Références Bibliographiques

- [82] **L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards and X.G. Yan**, "Higher-order sliding mode observer for state estimation and input reconstruction in non linear system," *International journal of robust and nonlinear control*, 18(4), 2008, pp. 399-413.
- [83] **A. Levant**, "Higher order sliding: collection of design tools," *Proceedings of the European conference, Brussels, Belgique*, 1997.
- [84] **T. Floquet, W. Perruquetti and J.P. Barbot**, "Second order sliding mode control for Induction motor," *Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and control, Sydney, Australia*, 12-15 Dec 2000, pp. 1691-1696.
- [85] **V.I. Utkin**, "Sliding modes in control optimization," *Communication and control Engineering Series n, Springer-Verlag*, 1992.
- [86] **S.V. Emelianov**, "Variable structure control systems," *Oldenburg Verlag, Moscow, Russia*, 1967.
- [87] **L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam**, "A chattering elimination algorithm for sliding mode control of uncertain non-linear systems", *Mechatronics*, 8(7), 1998, pp. 765-775.
- [88] **T.D. Le , H. Kang and Y. Suh**, "Chattering-Free Neuro-Sliding Mode Control of 2- DOF Planar Parallel Manipulators", *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 10(22), 2013, pp. 1-15.
- [89] **S. Soylu, B. Buckham, R. Podhorodeski**, "A chattering-free sliding-mode controller for underwater vehicles with fault-tolerant infinity-norm thrust allocation", *Ocean Engineering*, 35(16), 2008, pp. 1647-1659
- [90] **H. Zhang, Z. Bien**, "Adaptive fuzzy control of MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems*, 115(2), 2000, pp. 191-204.
- [91] **S. Purwar, I.N. Kar and A.N. Jha**, "Adaptive control of robot manipulators using fuzzy logic systems under actuator constraints", *Fuzzy Sets and Systems*, 152(3), 2005, pp. 651-664.
- [92] **H.O. Wang, K. Tanaka and M.F. Griffin**, "An approach to fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 4(1), 1996 pp. 14-23.
- [93] **E.H. Mamdani**, "Application of fuzzy algorithm for simple dynamic plant", *Proceedings of the IEE*, 121(12), 1974, pp.1585-1588.
- [94] **R. Palm**, "Robust control by fuzzy sliding mode", *Automatica*, 30(9), 1994, pp. 1429-1437
- [95] **M. Roopaei, M.Z Jahromi**, "Chattering-free fuzzy sliding mode control in MIMO uncertain systems", *Nonlinear Analysis: Theory, Methods and Applications*, 71(10), 2009, pp. 4430-4437.
- [96] **Q.P. Ha, D.C. Rye and H.F. D. Whyte**, "Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators", *Automatica*, 35(4), 1999pp. 607-616.
- [97] **T. Takagi, M. Sugeno**, "Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control", *IEEE Transaction system, Man and Cybernetics*, 15(1), 1985, pp. 116-132.
- [98] **J.J.E. Slotine**, "The robust control of robot manipulators", *International Journal of Robotics Research*, 4(4), 1985, pp. 49-64.
- [99] **S.W. Kim, J.J. Lee**, "Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface", *Fuzzy Sets and Systems*, 71(3), 1995, pp. 359-367.

Références Bibliographiques

- [100] **C.C. Lee**, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-part I and II", IEEE IEEE Transaction system, Man and Cybernetics, 20 (2), 1990, pp. 404-435.
- [101] **J.Z. Liu, W.J. Zhao and L.J. Zhang**, "Design of a sliding mode controller based on fuzzy logic", Proceedings of the IEEE International Conference on machine learning and cybernetics, Shanghai, China, 26-29 Aug 2004, pp. 616-619, 2004.
- [102] **H.A. Mohammad, C. Abbas, Z. Youmin**, "Fault-tolerant fuzzy gain-scheduled PID for a quadrotor helicopter testbed in the presence of actuator faults", Proceedings of the IFAC Conference on Advances in PID Control, Brescia, Italy, 28-30 March 2012, pp. 1-6, 2012.