



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
Et de la Recherche scientifique
Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued



Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Études

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Thème

**Diagnostic et commande des Machines à
Induction en utilisant la Technique Prédictive
sous un Défaut de la Cassure des Barres
Rotoriques**

Réalisé par :

BEDIDA Basmala

Supervisé par :

Pr. BESSOUS Nouredine

Co-Encadré par :

Dr. BEDIDA Tarek

2025/2026

Remerciements

*Avant tout, je remercie **Allah**, le Tout-Puissant, de m'avoir accordé la force, le courage et la patience nécessaires pour mener à bien ce travail.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon encadrant, Pr. **BESSOUS Nouredine**, pour son accompagnement, ses orientations précieuses, sa disponibilité et son soutien tout au long de la réalisation de ce mémoire.*

*J'adresse également mes sincères remerciements à mon frère et co-encadrant, Dr. **BEDIDA Tarek**, pour son aide, ses conseils et ses encouragements qui m'ont été très utiles dans l'élaboration de ce travail.*

*Je tiens aussi à remercier vivement **les membres du jury** pour avoir accepté d'examiner et d'évaluer ce travail, ainsi que pour leurs remarques et orientations scientifiques précieuses.*

Je remercie également l'ensemble des enseignants du département pour la qualité de leur formation, leurs conseils et leur contribution à mon parcours universitaire.

Mes remerciements s'adressent aussi à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

*Enfin, j'exprime ma profonde reconnaissance à **mes parents**, que Dieu les protège, ainsi qu'à tous les membres de **ma famille, mes frères, mes sœurs et mes ami(e)s**, pour leur soutien moral, leurs encouragements et leur présence tout au long de mon parcours universitaire.*

À toutes et à tous, j'adresse mes plus sincères remerciements.

Résumé

Ce travail s'intéresse au diagnostic d'une machine asynchrone à cage soumise à un défaut de cassure de barres rotoriques. Après avoir présenté la machine asynchrone et ses principaux défauts, un modèle réduit a été adopté pour étudier son comportement en fonctionnement sain et défaillant. La commande prédictive du couple, PTC, issue de la commande prédictive MPC, a été appliquée afin d'améliorer les performances dynamiques de la machine, notamment le suivi de la vitesse, la stabilité du couple et du flux. Les résultats de simulation montrent que le défaut rotorique engendre des perturbations visibles sur les grandeurs électromécaniques. Enfin, l'analyse temps-fréquence par STFT a permis de détecter les signatures fréquentielles du défaut dans le courant statorique, confirmant ainsi l'efficacité de l'association MPC/PTC et STFT pour la commande et le diagnostic des défauts rotoriques dans les MAS.

Mots-clés : Machine asynchrone (MAS), cage d'écureuil, rupture de barres, défaut rotorique, modèle réduite, MPC, STFT, diagnostic des défauts.

الملخص

يهتم هذا العمل بتشخيص آلة غير متزامنة ذات قفص سنجابي في حالة وجود عطل يتمثل في كسر قضبان الدوار. بعد تقديم الآلة غير المتزامنة وأهم أعطالها، تم اعتماد نموذج متعدد اللغات من أجل دراسة سلوك الآلة في حالتها التشغيل السليم والمعيب. تم تطبيق التحكم التنبؤي في العزم PTC، المنبثق من التحكم التنبؤي MPC، بهدف تحسين الأداء الديناميكي للآلة، خاصة تتبع السرعة واستقرار العزم والتدفق المغناطيسي. تُظهر نتائج المحاكاة أن العطل الدوارى يسبب اضطرابات واضحة في المقادير الكهروميكانيكية. وفي الأخير، تم استعمال التحليل الزمني-الترددى بواسطة STFT للكشف عن البصمات الترددية للعطل في تيار الجزء الثابت، مما يؤكد فعالية الجمع بين MPC/PTC و STFT في التحكم وتشخيص الأعطال الدوارية في الآلات غير المتزامنة.

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة، القفص السنجابي، كسر القضبان، عطل دوارى، نموذج مصغر، MPC، STFT، تشخيص الأعطال.

Abstract

This work focuses on the diagnosis of a squirrel-cage induction machine under a broken rotor bar fault. After presenting the induction machine and its main faults, a multi-winding model was adopted to study the machine behavior under healthy and faulty operating conditions. Predictive Torque Control PTC, derived from Model Predictive Control MPC, was applied to improve the dynamic performance of the machine, particularly speed tracking, torque stability, and flux stability. The simulation results show that the rotor fault causes visible disturbances in the electromechanical quantities. Finally, time-frequency analysis using STFT was employed to detect the fault frequency signatures in the stator current, confirming the effectiveness of combining MPC/PTC and STFT for the control and diagnosis of rotor faults in induction machines.

Keywords: Induction machine (IM), squirrel cage, broken rotor bars, rotor fault, reduced-size model, PTC, STFT, fault diagnosis.

Sommaire

Remerciements

Résumé

Sommaire

Liste des figures

Nomenclature et Abréviations

Introduction générale.....1

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

I. 1	Introduction	4
I. 2	La machine asynchrone (MAS).....	4
I. 2. 1	Les constituants de la MAS	5
I. 2. 2	Principe de fonctionnement de la MAS	7
I. 3	Différents défauts dans les machines asynchrones	9
I. 3. 1	Définitions et concepts [33]	9
I. 3. 2	Les causes des défauts.....	10
I. 3. 3	Défaillance due à l'alimentation	11
I. 3. 4	Défaillances mécaniques.....	11
I. 3. 5	Défaillances électriques	14
I. 4	Diverses techniques diagnostic	16
I. 4. 1	Définition et objectif	16
I. 4. 2	Les termes et les concepts utilisés en diagnostic [50].....	17
I. 5	Présentation de quelques techniques et méthodes de diagnostic.....	18
I. 5. 1	Analyse de la signature du courant statorique (MCSA):	18
I. 5. 2	Analyse du flux :	18

Sommaire

I. 5. 3	Analyse des signaux vibratoires et acoustiques :	19
I. 5. 4	Analyse du couple électromagnétique :	19
I. 5. 5	Analyse de la puissance instantanée :	19
I. 6	Conclusion.....	19

Chapitre II : Modèle de la MAS sous un défaut de la CBRs

II.1.	Introduction	21
II.2.	Modèle réduit de la MAS	21
II.2.1.	Calcul des inductances	22
II.2.2.	Mise en équations.....	28
II.3.	Réduction du modèle.....	38
II.4.	Moteur alimentée par un onduleur	42
II.4.1.	Modélisation du convertisseur	43
II.4.2.	Commande de l'onduleur par la méthode sinus triangle (MLI naturelle)....	45
II.5.	Conclusion.....	46

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

III.1.	Introduction	48
III.2.	La commande prédictive (MPC)	48
III.2.1.	Historique sur la MPC	48
III.2.2.	Avantages de la MPC	50
III.2.3.	Inconvénients de la MPC	50
III.2.4.	Méthodes de la commande prédictive	50
III.2.5.	Philosophie de la MPC	51
III.2.6.	Principe de la MPC	52
III.2.7.	Les étapes de la commande prédictive	53
III.2.8.	Contrôle prédictif de couple d'une MAS	54

Sommaire

III.2.9. Algorithme de la commande MPC	54
III.2.10. Estimation du couple et du flux	55
III.2.11. Prédiction du couple et du flux	56
III.2.12. Choix de la fonction coût	57
III.3. Résultats de simulation.....	58
III.3.1. Résultats de machine à l'état sans commande	59
III.3.2. Résultats de machine à l'état avec commande.....	62
III.4. Conclusion.....	66
Conclusion générale.....	68
Annexes.....	69
Bibliographie.....	70

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

Figure I. 1: Structure de la machine asynchrone triphasée à cage [17].....	5
Figure I. 2: Vue schématique en perspective du stator [21]	6
Figure I. 3: Vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques,conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit [21].....	7
Figure I. 4:Principe de fonctionnement de la MAS à cage[24]	8
Figure I. 5:Défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage	9
Figure I. 6: Dimensions du roulement à bille [37].....	12
Figure I. 7:Défaut d'un rotor à cage d'écureuil[47].....	16
Figure I. 8:Les étapes du diagnostic.....	17

Chapitre II : Modèle de la MAS sous un défaut de la CBRs

Figure II. 1: Induction magnétique produite par une maille rotorique.....	25
Figure II. 2: Structure de la cage rotorique.....	25
Figure II. 3: Maille rotorique, phase statorique et flux mutuel.	27
Figure II. 4: Schéma électrique équivalent d'une maille du rotor.	30
Figure II. 5: Structure de l'onduleur.....	43
Figure II. 6:Tensions à la sortie de l'onduleur.	45
Figure II. 7: Modulation sinus-triangulaire pour une phase.	46

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

Figure III. 1: Philosophie de la MPC[79].....	52
Figure III. 2: Principe de fonctionnement de la MPC : Prédiction de la commande et de la sortie à l'instant (k) sur un horizon fini (gauche); Réitération à l'instant suivant (droite) [68].	53

Liste des figures

Figure III. 3: Schémas de base du MPC[80].....	54
Figure III. 4: Évolution de la vitesse rotorique sans commande (a) État sain (courbe bleue) ,(b) État défaillant (courbe rouge)	59
Figure III. 5: Évolution du couple électromagnétique sans commande (a) État sain (courbe bleue) (b) État défaillant (courbe rouge)	59
Figure III. 6: Évolution du courant statorique isa sans commande (a) État sain,(b) état avec défaut.	59
Figure III. 7: Analyse temps-fréquence du courant statorique par spectrogramme (a) État sain (b) État avec défaut	60
Figure III. 8: Évolution de la vitesse rotorique avec commande (a) État sain (courbe bleue) ,(b) État défaillant (courbe rouge)	62
Figure III. 9: Évolution du couple électromagnétique avrc commande (a) État sain (courbe bleue) (b) État défaillant (courbe rouge)	62
Figure III. 10: Évolution du courant statorique isa avec commande (a) État sain (courbe bleue), (b) état défaillant (courbe rouge).	63
Figure III. 11: Évolution du flux rotorique avec commande : (a) état sain (courbe bleue), (b) état défaillant (courbe rouge).	63
Figure III. 12: Évolution du flux rotorique dans le repère α - β avec commande: (a) état sain, (b) état défaillant.	63
Figure III. 13: Analyse temps-fréquence du signal du moteur asynchrone par spectrogramme : (a) état sain, (b) état défaillant	64

Symboles et Abréviations

Symboles et Abréviations

P	Puissance [W]
B_s	Induction magnétique créée par le courant statorique dans l'entrefer [T]
$B_{\max}$	L'induction maximale dans l'entrefer
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et en quadrature, respectivement
C_e	Couple électromagnétique [N.m]
M_s	Mutuelle entre phases du stator [H]
M_{sr}	Mutuelle cyclique (rotor – stator) [H]
N_r	Nombre de barres rotoriques
N_s	Nombre de spires statoriques par phase
J	Moment d'inertie [kg m ²]
l	Longueur active du circuit magnétique [m]
P	Puissance [W]
e	Entrefer [m]
p	Nombre de paires de pôles
f	Fréquence d'alimentation [Hz]
f_e	Fréquence d'échantillonnage [Hz]
f_r	Fréquence des courants rotoriques [Hz]
Δf	Fréquence de résolution spectrale [Hz]
L_p	Inductance d'une barre du rotor [H]
L_{sc}	Inductance cyclique statorique [H]

Symboles et Abréviations

L_{rc}	Inductance cyclique du rotor [H]
L_{sp}	Inductance propre du stator [H]
L_{sf}	Inductance de fuite du stator [H]
n	Entier naturel
n_b	Nombre de billes
R_{bfk}	Résistance de la barre défaillante k [Ω]
R_{bk}	Résistance de la barre k [Ω]
r_s	Résistance de l'enroulement statorique par phase [Ω]
R_b	Résistance d'une barre du rotor à l'état sain [Ω]
R_r	Résistance de l'enroulement d'une phase du rotor [Ω]
g	Glissement
k	Coefficient de frottement
i_{rk}	Courants dans la boucle (k=1,..., Nr) [A]
i_{bk}	Courants dans la barre (k=1,..., Nr) [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases du stator [A]
i_{qs}, i_{ds}	Composante directe et en quadrature du courant du stator [A]
i_{ek}	Courant dans une portion d'anneau [A]
V_{abc}	Les tensions statoriques [V]
$w = p\Omega$	Vitesse électrique rotorique [rad/s]
w_s	Pulsation des grandeurs statoriques [rad/s]

Symboles et Abréviations

$w_r = \Omega$	Vitesse de rotation mécanique [rad/s] [tr/min]
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
θ_s	Position des grandeurs statoriques [rad]
θ_r	Position du rotor [rad]
a	Angle électrique entre deux mailles rotoriques [rad]
μ_0	Perméabilité magnétique du vide [H.m ⁻¹]
ϕ_{abc}	Les flux statoriques [Wb]
ϕ_{rk}	Flux magnétique crée par une maille du rotor [Wb]
ϕ_s	Flux magnétique par pôle crée par le courant du stator [Wb]

Abréviations

MAS	Machine asynchrone
MPC	Modèle prédictif du couple
FOC	Commande à champs orienté
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Correcteur Proportionnel Intégral
STFT	Transformées de fourier à court terme (short-Time fourier Transform)
CBR	Cassure de barre rotorique

Introduction générale

Introduction générale

Les machines asynchrones (MAS), et plus particulièrement les moteurs à induction à cage d'écureuil, occupent une place importante dans les systèmes industriels modernes. Elles sont largement utilisées dans les entraînements électriques grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction, leur coût relativement faible et leur facilité de maintenance. Ces avantages font de la MAS une solution très répandue dans les applications nécessitant une conversion fiable de l'énergie électrique en énergie mécanique.

Cependant, malgré leur fiabilité, les machines asynchrones peuvent être affectées par plusieurs types de défauts d'origine électrique, mécanique, thermique ou environnementale. Parmi les défauts les plus fréquents, on peut citer les court-circuit statoriques, les défauts d'excentricité, les défauts de roulements ainsi que les défauts rotoriques, notamment la cassure des barres du rotor [1], [2], [3]. Ces défauts peuvent influencer le comportement dynamique de la machine et réduire la robustesse du système de commande [4], [5] .

Dans le cas des MASs à cage, le défaut de cassure des barres rotoriques représente une anomalie importante. Il peut provoquer des oscillations du couple électromagnétique, des perturbations dans le courant statorique, des vibrations mécaniques ainsi que des fluctuations de la vitesse rotorique. L'effet de ce défaut devient plus visible lorsque le nombre de barres cassées augmente, ce qui peut conduire à une dégradation progressive des performances de la machine [6].

Dans ce contexte, le diagnostic des défauts des machines électriques constitue un enjeu scientifique, technique et économique majeur. Il permet de détecter l'apparition des anomalies à un stade précoce, d'éviter leur évolution vers des défaillances plus graves et de réduire les arrêts imprévus dans les installations industrielles. Pour cela, plusieurs grandeurs peuvent être exploitées, telles que le courant statorique, la tension, la vitesse, le couple électromagnétique, les vibrations et la température [7], [8].

Parmi ces grandeurs, le courant statorique est largement utilisé pour le diagnostic des défauts, car il contient des informations importantes sur l'état électromagnétique de la machine. L'analyse de la signature du courant moteur, connue sous le nom de MCSA (Motor Current

Introduction générale

Signature Analysis), constitue une méthode populaire de surveillance et de diagnostic. Elle présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et de nécessiter un nombre réduit de capteurs [9].

L'analyse fréquentielle classique, notamment par la transformée de Fourier rapide FFT, est efficace lorsque la machine fonctionne en régime stationnaire. Elle permet d'identifier certaines composantes fréquentielles caractéristiques des défauts autour de la fréquence fondamentale [5], [10]. Toutefois, lorsque la machine fonctionne sous régime transitoire, sous variation de charge ou sous commande, les signaux deviennent non stationnaires. Dans ce cas, l'analyse fréquentielle classique peut devenir insuffisante pour suivre l'évolution du défaut dans le temps.

Pour surmonter cette limite, l'analyse temps-fréquence représente une solution intéressante. Dans ce travail, la transformée de Fourier à court terme STFT est utilisée pour analyser le courant statorique. Cette méthode permet de représenter le signal sous forme de spectrogramme et de suivre l'évolution des composantes fréquentielles au cours du temps. Elle est donc adaptée à l'étude des défauts rotoriques, notamment lors de l'apparition d'une cassure de barres.

Par ailleurs, l'amélioration des performances dynamiques de la machine nécessite l'utilisation de stratégies de commande avancées. Dans ce cadre, la commande prédictive basée sur le modèle MPC (Model Predictive Control), et plus précisément la commande prédictive du couple PTC (Prédictive Torque Control), constitue une approche prometteuse. Elle repose sur l'utilisation d'un modèle de la machine permettant de prédire l'évolution future des grandeurs électromagnétiques, puis de sélectionner le vecteur de tension optimal à appliquer à l'onduleur à partir d'une fonction de coût [5], [11], [12], [13].

La commande prédictive présente plusieurs avantages, notamment une réponse dynamique rapide, une structure de commande relativement simple, la possibilité de gérer plusieurs variables et la réduction des ondulations du couple et du flux [5], [12], [13]. Cependant, son efficacité dépend du choix de certains paramètres, notamment les coefficients de pondération utilisés dans la fonction de coût. Ces paramètres influencent directement le compromis entre la dynamique du couple et la régulation du flux [14], [15].

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier le comportement d'une machine asynchrone à cage d'écureuil en présence d'un défaut de la cassure de barres rotoriques (CBRs), puis d'évaluer l'apport de la commande prédictive du couple PTC dans l'amélioration des

Introduction générale

performances dynamiques de la machine. Une analyse temps-fréquence par STFT est également utilisée afin de mettre en évidence les signatures fréquentielles du défaut dans le courant statorique.

Pour atteindre cet objectif, un modèle réduit de la machine asynchrone est adopté afin de représenter plus précisément la structure de la cage rotorique et de permettre l'introduction du défaut de la rupture des barres (CBR). Les simulations sont réalisées sous MATLAB/Simulink pour comparer le fonctionnement de la machine dans l'état sain et dans l'état défaillant, avec et sans commande prédictive.

Organisation du mémoire

Ce mémoire est organisé en trois chapitres principaux.

Le premier chapitre présente des généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil. Il décrit sa constitution, son principe de fonctionnement, ainsi que les principaux défauts électriques et mécaniques pouvant l'affecter. Il présente également quelques notions fondamentales relatives au diagnostic des défauts.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone. Un modèle réduit est adopté afin de représenter le comportement de la machine en tenant compte de la structure réelle du rotor. Ce modèle permet notamment d'étudier le défaut de rupture des barres rotoriques (CBRs).

Le troisième chapitre présente la commande prédictive appliquée à la machine asynchrone ainsi que les résultats de simulation obtenus. Les performances de la machine sont analysées dans les cas sain et défaillant, avec et sans commande. Une analyse temps-fréquence par STFT est également réalisée afin de détecter les signatures fréquentielles du défaut rotorique dans le courant statorique.

Enfin, ce mémoire se termine par une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus et proposant quelques perspectives pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I :
Synthèse bibliographique des défauts
dans la MAS

I. 1 Introduction

Les machines asynchrones, et plus particulièrement les moteurs à induction, occupent une place essentielle dans les systèmes de conversion électromécanique de l'énergie. Elles sont largement utilisées dans le domaine industriel en raison de leur structure relativement simple, de leur robustesse, de leur fiabilité, ainsi que de leur facilité d'exploitation et de maintenance. De plus, leur coût de fabrication demeure relativement faible par rapport à d'autres types de machines électriques[16].

Cependant, malgré ces nombreux avantages, les machines asynchrones peuvent être soumises à différentes contraintes électriques, mécaniques, thermiques ou environnementales. Ces contraintes peuvent provoquer l'apparition d'anomalies, de défauts ou de défaillances susceptibles de dégrader les performances de la machine et, dans certains cas, d'entraîner un arrêt imprévu du système[17].

Dans ce contexte, le diagnostic des défauts des machines électriques représente un enjeu scientifique, technique et économique important. Il permet de détecter précocement les anomalies, d'identifier leur origine et de limiter leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine. La notion de diagnostic est étroitement liée à celle de la fiabilité, qui désigne la capacité d'un système à accomplir correctement une ou plusieurs fonctions requises dans des conditions déterminées. Elle peut également être considérée comme l'étude du comportement des systèmes, statiques ou dynamiques, en tenant compte de la probabilité d'apparition des défaillances ainsi que de leurs effets [18].

Ce premier chapitre est consacré à la présentation générale de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Il décrit sa constitution, son principe de fonctionnement, ainsi que les principaux défauts électriques et mécaniques pouvant l'affecter. Enfin, quelques notions de base relatives au diagnostic et aux méthodes de détection des défauts seront présentées.

I. 2 La machine asynchrone (MAS)

Le moteur asynchrone, également appelé moteur à induction, constitue aujourd'hui le type de moteur électrique le plus répandu dans les applications industrielles. Son succès s'explique par plusieurs avantages, notamment l'absence de contacts électriques mobiles, ce qui lui confère une grande robustesse, une conception simple et une facilité de fabrication et d'assemblage. Les machines asynchrones sont disponibles dans une large gamme de puissances, allant de quelques watts jusqu'à plusieurs mégawatts, et elles sont largement utilisées dans les systèmes d'entraînement à vitesse constante. De plus, les progrès technologiques ont permis leur utilisation

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

croissante dans les entraînements à vitesse variable. Dans les pays industrialisés, ces moteurs participent à la conversion de plus de 60 % de l'énergie électrique en énergie mécanique [19].

Malgré leur fiabilité et leur robustesse, les machines asynchrones peuvent présenter des défaillances d'origine mécanique ou électrique, comme tout autre équipement électromécanique. Au cours des vingt dernières années, la détection et le diagnostic des défauts ont suscité un intérêt considérable, en raison des conséquences importantes et parfois très coûteuses que ces défaillances peuvent engendrer dans les installations industrielles[20].

I. 2. 1 Les constituants de la MAS

Bien que plusieurs chercheurs aient contribué au développement des machines asynchrones, l'invention du premier moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil est généralement attribuée à l'ingénieur électricien Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski en 1889. Ce moteur a ensuite fait l'objet d'une production industrielle à partir de 1891. Par la suite, différents types de machines asynchrones ont été développés. Leur utilisation s'est progressivement généralisée grâce à leurs nombreux avantages, notamment leur simplicité de fonctionnement, leur facilité de maintenance, leur grande robustesse ainsi que leur coût de fabrication relativement faible. Dans ce travail, l'étude se concentre particulièrement sur la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

La machine asynchrone triphasée, souvent désignée sous le nom de moteur à induction, est un système électromécanique composé principalement de deux parties : le stator et le rotor. Le stator constitue la partie fixe de la machine et contient les enroulements reliés à la source d'alimentation électrique. Le rotor, quant à lui, représente la partie mobile montée sur l'arbre de rotation et participe à la production du mouvement mécanique, comme illustré dans la figure I.2

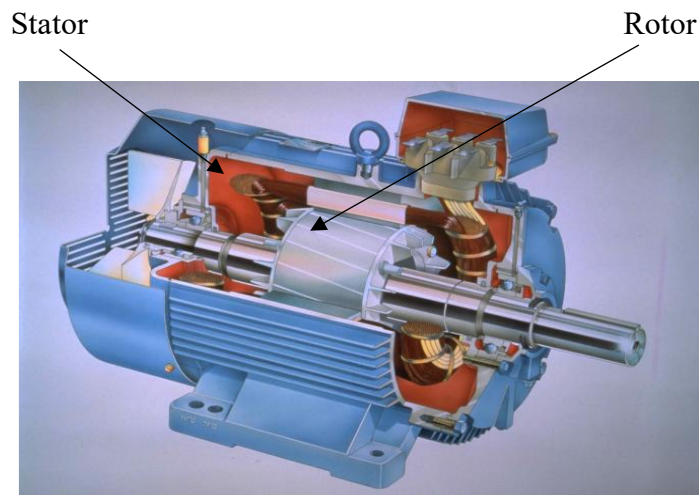


Figure I. 1: Structure de la machine asynchrone triphasée à cage [17]

I. 2. 1. 1 Stator

Le stator est formé d'un enroulement disposé dans les encoches du circuit magnétique. Ce dernier est réalisé à partir d'un empilement de tôles dans lesquelles sont aménagées des encoches orientées parallèlement à l'axe de la machine (figure 1.3). L'enroulement statorique se compose essentiellement de deux parties : les conducteurs placés dans les encoches et les têtes de bobines situées à l'extérieur des encoches.

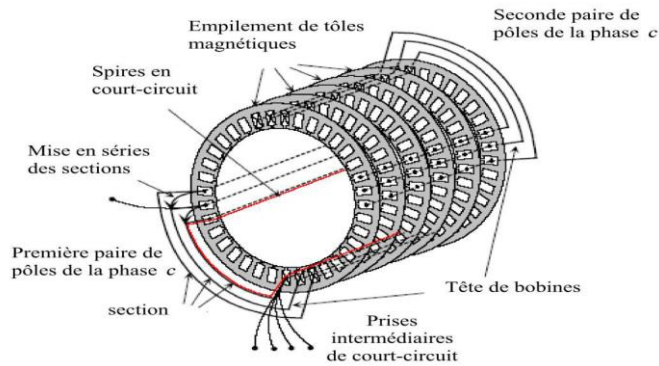


Figure I. 2: Vue schématique en perspective du stator [21]

I. 2. 1. 2 Rotor à cage

Le rotor à cage est constitué d'un ensemble de barres conductrices disposées de manière régulière et reliées à leurs extrémités par deux anneaux métalliques. Cette structure forme un ensemble ressemblant à une cage d'écureuil. L'ensemble est intégré dans un circuit magnétique similaire à celui utilisé dans les moteurs à rotor bobiné.

Les barres conductrices peuvent être fabriquées en cuivre, en bronze ou en aluminium, selon les propriétés mécaniques et électriques recherchées lors de la conception du moteur.

Ce type de rotor présente l'avantage d'être plus simple à réaliser que le rotor bobiné, ce qui réduit son coût de fabrication tout en lui conférant une grande robustesse. Pour cette raison, les moteurs à rotor en cage représentent aujourd'hui la majorité des moteurs asynchrones utilisés dans l'industrie.

Cependant, ce moteur présente un inconvénient notable au démarrage, caractérisé par un courant élevé et un couple relativement faible. Afin d'améliorer ces performances, d'autres conceptions ont été développées, notamment le rotor à double cage et le rotor à encoches profondes.

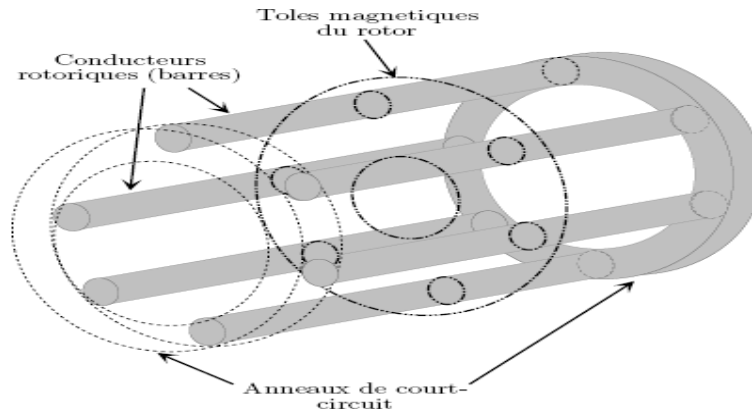


Figure I. 3: Vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit [21].

I. 2. 1. 3 Les paliers

Les paliers sont constitués principalement de roulements à billes associés à des flasques de fixation. Les roulements ont pour rôle d'assurer le support et la rotation libre de l'arbre de la machine. Quant aux flasques, généralement fabriqués en alliage de fonte moulée, ils sont fixés au carter du stator afin de maintenir l'ensemble du dispositif. L'assemblage de ces différents éléments contribue à la constitution de la machine asynchrone dans sa structure globale [22], [23].

I. 2. 2 Principe de fonctionnement de la MAS

Le fonctionnement de la machine asynchrone (MAS) repose sur l'interaction électromagnétique entre le champ magnétique tournant généré par les courants triphasés du stator et les courants induits dans le rotor. Lorsque ce champ tournant traverse les conducteurs du rotor, il y induit des courants conformément à la loi de Lenz. L'existence de ces courants rotorique crée un champ magnétique qui interagit avec celui du stator, produisant ainsi le couple électromagnétique responsable de la mise en rotation du rotor.

L'interaction électromagnétique entre le stator et le rotor n'est possible que lorsque leurs champs magnétiques tournent à des vitesses différentes, ce qui caractérise le principe de fonctionnement de la machine asynchrone.

Dans cette machine, le champ magnétique tournant se déplace dans l'entrefer avec une vitesse appelée vitesse synchrone Ω_s . Cette vitesse dépend de la fréquence de l'alimentation f_s et du nombre de paires de pôles p , selon la relation suivante :

$$\Omega_s = \frac{w_s}{p} = 60 \cdot \frac{f_s}{p} (\text{tr} / \text{min}) \quad (\text{I.1})$$

Où

f_s : fréquence de la tension d'alimentation exprimée en Hertz (Hz).

p : nombre de paires de pôles.

Le champ tournant du stator traverse le rotor court-circuité, ce qui provoque l'apparition de courants induits (courants de Foucault) dans ses conducteurs. Sous l'action du champ magnétique, ces courants sont soumis aux forces de Laplace, générant un couple électromagnétique qui entraîne la rotation du rotor, comme illustré dans la figure I.4. Le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse synchrone (Ω / Ω_s) [24].

La différence entre la vitesse du rotor et la vitesse du champ tournant et appelée glissement (g), qui constitue une caractéristique fondamentale de la machine asynchrone. Il est défini par la relation suivante :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.2})$$

Où :

Ω : vitesse de rotation du rotor.

Ω_s : vitesse synchrone du champ tournant.

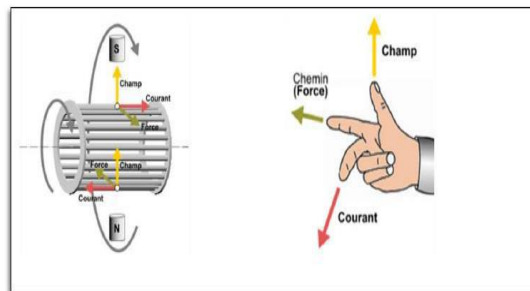


Figure I. 4:Principe de fonctionnement de la MAS à cage[24]

I. 3 Différents défauts dans les machines asynchrones

De manière générale, les défauts pouvant apparaître dans un moteur asynchrone sont classés en deux catégories principales : les défauts électriques et les défauts mécaniques. Les anomalies d'origine électrique, ou asymétries, peuvent être subdivisées en défauts statoriques et défauts rotoriques. L'ensemble de ces défauts susceptibles d'affecter les moteurs asynchrones ainsi que leurs différents sous-ensembles est illustré dans le schéma fonctionnel présenté à la figure I.5.

Par ailleurs, plusieurs études statistiques montrent que certaines défaillances électriques et mécaniques apparaissent plus fréquemment que d'autres. Parmi les défauts les plus courants dans les machines asynchrones, on peut citer notamment les cassures de barres rotoriques [25], [26], les dégradations des anneaux du rotor [27], [28], [29] ainsi que les courts-circuits internes au niveau des enroulements statoriques [30], [31], [32].

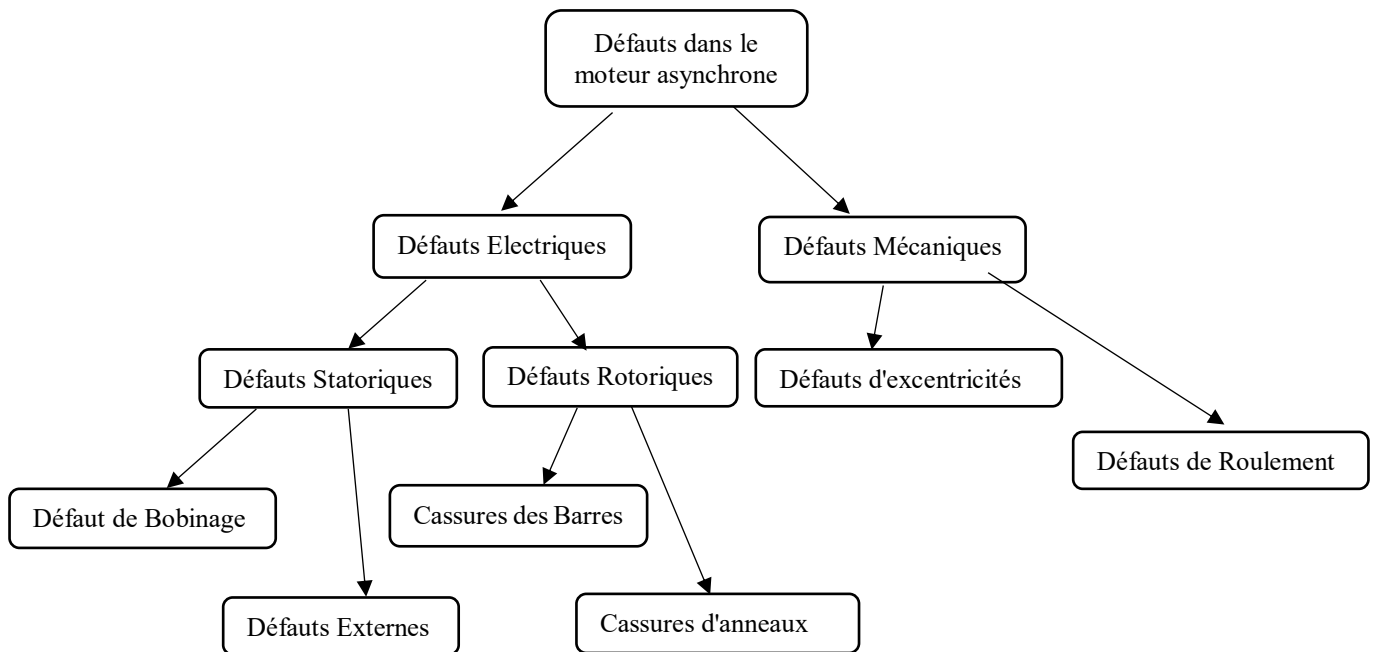


Figure I. 5: Défauts dans la machine asynchrone triphasée à cage

I. 3. 1 Définitions et concepts [33]

- Une anomalie désigne une situation ou une caractéristique qui s'écarte du comportement normal attendu ou des règles logiques établies.
- Une défaillance correspond à un dysfonctionnement apparaissant au sein d'un système physique et entraînant une altération de son fonctionnement normal.
- Une panne se définit comme l'incapacité d'un dispositif à assurer la fonction pour laquelle il a été conçu. Elle constitue généralement la conséquence directe d'une défaillance.

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

- Un défaut représente une irrégularité dans le comportement d'un système. Cette notion est particulièrement importante dans les activités de surveillance, de conduite et de maintenance des systèmes industriels. Ainsi, toute différence entre la valeur observée d'une caractéristique et sa valeur de référence est considérée comme un défaut. Une défaillance peut donc engendrer un défaut, mais l'inverse n'est pas toujours vrai. En effet, un système peut continuer à remplir sa fonction principale si le défaut n'a pas d'influence significative sur son fonctionnement. L'objectif du diagnostic est donc de détecter les défauts le plus tôt possible afin d'éviter qu'ils n'évoluent vers une défaillance puis vers une panne.
- Une perturbation désigne tout phénomène considéré comme normal pouvant influencer le fonctionnement d'un processus, mais qui est insuffisamment ou incorrectement représenté dans le modèle de référence.
- Un résidu est un signal utilisé comme indicateur permettant de révéler la présence d'anomalies fonctionnelles ou comportementales. En l'absence de défaut, ce signal est généralement proche de zéro, tandis qu'il devient significatif lorsque des défauts apparaissent.
- Un symptôme correspond à un signe caractéristique indiquant l'existence d'un état de fonctionnement anormal ou d'un comportement inhabituel du système.

I. 3. 2 Les causes des défauts

Les défauts pouvant apparaître dans les machines électriques ont des origines variées et peuvent être regroupés en trois catégories principales [17]:

- Les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts : il s'agit des facteurs qui provoquent directement l'apparition d'un défaut, tels que la surchauffe du moteur, les défaillances électriques comme les courts-circuits, les problèmes mécaniques, la rupture des éléments de fixation, les dégradations de l'isolation, ainsi que les surtensions de l'alimentation électrique.
- Les amplificateurs de défauts : ces facteurs contribuent à aggraver ou accélérer l'évolution des défauts existants. Parmi eux figurent les surcharges répétées, les vibrations mécaniques, les conditions environnementales humides, les perturbations de l'alimentation électrique (variations de tension ou de fréquence), l'échauffement continu, une lubrification insuffisante et le vieillissement des composants.

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

- Les défauts de fabrication et les erreurs humaines : cette catégorie comprend notamment les imperfections de fabrication, l'utilisation de composants défectueux, la mise en place de protections inadaptées ou encore un dimensionnement incorrect de la machine

I. 3. 3 Défaillance due à l'alimentation

Des perturbations aléatoires peuvent survenir dans les réseaux et installations électriques. Parmi les anomalies les plus courantes, on peut citer :

- Le déséquilibre des phases du réseau d'alimentation ;
- Les courts-circuits entre phases ;
- La perte ou la coupure d'une phase.

Selon la nature du problème, ces anomalies peuvent avoir des conséquences variées sur le fonctionnement des équipements ainsi que sur la continuité du service. Les défaillances peuvent également être liées à certaines caractéristiques des réseaux électriques, notamment :

- L'interconnexion entre différents réseaux électriques ;
- Les conditions climatiques telles que la pluie ou la foudre ;
- Les facteurs environnementaux, par exemple les branches d'arbres ou les chocs externes.

Par ailleurs, les installations électriques peuvent être soumises à diverses perturbations de tension, provoquant des interruptions momentanées ou des baisses transitoires de tension. Dans les situations les plus critiques, ces perturbations peuvent entraîner une coupure prolongée de l'alimentation [34].

I. 3. 4 Défaillances mécaniques

Les défaillances d'origine mécanique figurent parmi les anomalies les plus fréquentes observées dans les machines asynchrones. Ces défauts peuvent se manifester au niveau de différents éléments mécaniques, notamment les roulements à billes, les flasques ainsi que l'arbre du moteur. Dans ce qui suit, nous présenterons les principaux types de ces défaillances tels qu'ils sont décrits dans la littérature spécialisée, où plusieurs ouvrages détaillent largement ces différents problèmes [35], [36].

I. 3. 4. 1 Défaillances de Roulement

Les roulements à billes jouent un rôle essentiel dans le fonctionnement des machines électriques. Les défaillances qui les affectent peuvent avoir plusieurs origines, notamment un choix inadéquat des matériaux lors de la fabrication ou encore des problèmes liés au mouvement de rotation dans le palier. Des dégradations telles que l'usure, les fissures ou l'écaillage des pistes de roulement peuvent provoquer des perturbations dans le fonctionnement global de la machine.

Par ailleurs, dans les machines asynchrones, des courants électriques peuvent circuler à travers les roulements. Lorsque la machine fonctionne à des vitesses élevées, ces courants peuvent entraîner une détérioration progressive des roulements, comme illustré à la figure (I.6) [8].

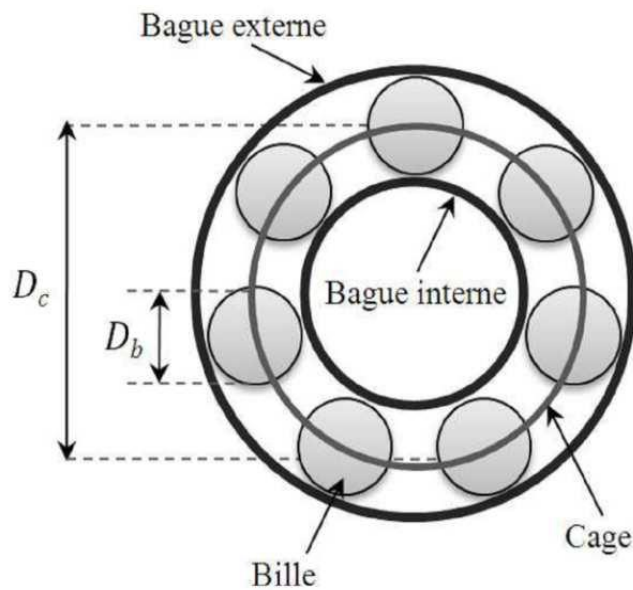


Figure I. 6: Dimensions du roulement à bille [37].

Les harmoniques présents dans le spectre du courant statorique peuvent être exprimés par la relation suivante [38] :

$$f_{roul} = |f_s \pm kf_v| \quad (I.3)$$

Où : $k = 1, 2, \dots$ et f_v représente l'une des fréquences caractéristiques des vibrations.

Ces fréquences caractéristiques dépendent de l'élément du roulement affecté par le défaut et sont liées aux paramètres géométriques du roulement [39].

- Défaut de la bague extérieure :

$$f_{ext} = \frac{n_b}{2} \cdot f_{rot} \cdot \left[1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right] \quad (I.4)$$

- Défaut de la bague intérieure :

$$f_{int} = \frac{n}{2} \cdot f_{rot} \cdot \left[1 + \frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right] \quad (I.5)$$

- Défaut d'une bille :

$$f_{bille} = \frac{D}{2 \cdot d} \cdot f_{rot} \cdot \left[1 - \left(\frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right)^2 \right] \quad (I.6)$$

- Défaut de la cage :

$$f_{cage} = \frac{1}{2} \cdot f_{rot} \cdot \left[1 - \frac{d}{D} \cdot \cos \Phi \right] \quad (I.7)$$

Ces fréquences dépendent des paramètres suivants :

- n_b : nombre de billes ;
- d : diamètre d'une bille ;
- D : diamètre de la cage ;
- ϕ : angle de contact entre la bille et les bagues.

Les fréquences f_{ext} et f_{int} correspondent respectivement à la fréquence de passage des billes sur la partie endommagée de la bague extérieure ou intérieure.

La fréquence f_{bille} représente la fréquence de rotation d'une bille défectueuse, tandis que f_{cage} correspond à la fréquence de rotation de la cage contenant les billes.

I. 3. 4. 2 Défaillances du Flasque

Les défaillances associées aux flasques dans une machine asynchrone apparaissent généralement lors de l'étape de fabrication ou de montage. En effet, un positionnement incorrect des flasques peut entraîner un mauvais alignement des roulements à billes, ce qui provoque par conséquent une excentricité de l'arbre de la machine.

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

Ce type de défaut peut être détecté à l'aide de différentes techniques de diagnostic, notamment l'analyse des vibrations ou l'analyse harmonique des courants absorbés par la machine[40]

I. 3. 4. 3 Défaillances de l'arbre

L'arbre de la machine peut présenter une fissure résultant de l'utilisation d'un matériau inadéquat lors de sa fabrication. À court ou à long terme, cette fissure peut évoluer vers une rupture complète de l'arbre, entraînant ainsi un arrêt irréversible de la machine asynchrone. Par ailleurs, les environnements corrosifs contribuent également à la dégradation de la résistance mécanique de l'arbre. Par exemple, l'humidité peut engendrer des microfissures susceptibles de conduire à une détérioration totale de la machine.

De plus, une excentricité statique, dynamique ou mixte peut générer des contraintes importantes sur l'arbre moteur, provoquant ainsi une fatigue supplémentaire. Afin de détecter ce type de défaillance, plusieurs méthodes peuvent être utilisées, telles que l'analyse vibratoire, l'analyse par ultrasons, l'analyse fréquentielle des courants absorbés, ainsi que l'inspection visuelle de l'arbre de la machine[41]

I. 3. 5 Défaillances électriques

Les arrêts de la machine peuvent être causés par des problèmes d'origine électrique. Ces défaillances se divisent en deux catégories principales : celles concernant le circuit électrique du stator et celles touchant le rotor[42]

I. 3. 5. 1 Défaillances statoriques

Les défaillances du stator représentent environ 40 % à 60 % des pannes observées dans les machines à induction [43]. La majorité de ces défauts est liée à la détérioration du système d'isolation. En effet, les enroulements statoriques sont soumis à différentes contraintes provoquées par plusieurs facteurs, notamment les surcharges thermiques, les vibrations mécaniques ainsi que les surtensions générées par les variateurs de fréquence.

Les principales causes responsables des défauts des enroulements statoriques sont les suivantes[44], [45], [46]:

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

- Le vieillissement naturel des matériaux isolants : tous les isolants possèdent une durée de vie limitée et se dégradent progressivement même dans des conditions normales d'utilisation ;
- L'élévation excessive de la température au niveau du noyau magnétique et des enroulements du stator ;
- La présence de fissures dans les tôles, les éléments de fixation ou les points de connexion ;
- Des connexions défectueuses des têtes d'enroulement ;
- Le fonctionnement dans des conditions environnementales sévères, notamment en présence d'humidité ou de contaminants ;
- Un courant excessif dans les enroulements, pouvant être provoqué par un court-circuit, une surcharge ou un dysfonctionnement du convertisseur ;
- Les décharges électriques susceptibles d'endommager l'isolation ;
- Une tension appliquée aux enroulements supérieure à la limite admissible du matériau isolant ;
- Les fuites dans les systèmes de refroidissement.

Les défauts statoriques les plus fréquemment rencontrés peuvent être classés comme suit :

- Dégradation de l'isolation ;
- Court-circuit entre spires ;
- Court-circuit entre phases ;
- Court-circuit entre une phase et la carcasse (masse) ;
- Déséquilibre de l'alimentation électrique ;
- Défauts dans le circuit magnétique.

I. 3. 5. 2 Défaillances rotoriques

Les défaillances affectant un rotor bobiné sont généralement similaires à celles observées au niveau du stator. En revanche, dans le cas d'un rotor à cage d'écureuil, les défauts les plus courants sont principalement liés à la structure de la cage (voir figure I.7). Parmi ces défauts, on peut citer :

- La rupture d'une barre rotorique, pouvant parfois concerner plusieurs barres ;
- La rupture de l'anneau de court-circuit reliant les barres du rotor

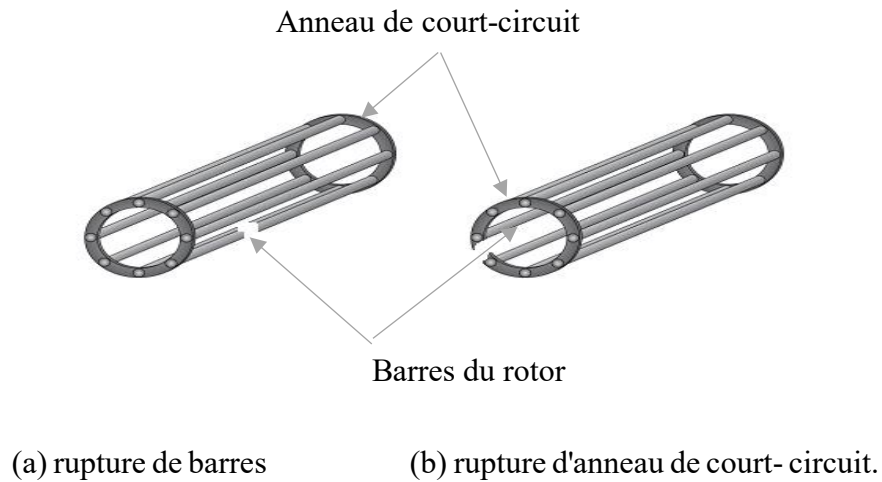


Figure I. 7: Défaut d'un rotor à cage d'écureuil[47].

I. 4 Diverses techniques diagnostic

I. 4. 1 Définition et objectif

Le processus de diagnostic des défauts repose principalement sur trois étapes fondamentales : la détection, l'identification et la localisation.

La détection correspond à l'étape consistant à signaler la présence d'un défaut dans le système. La localisation permet ensuite de déterminer l'emplacement ou la nature précise du défaut. Quant à l'identification, elle vise à évaluer l'importance ou la gravité du défaut au sein du système.

Ainsi, le diagnostic représente une méthode avancée permettant de détecter et de localiser les composants défectueux dans un système électrique [48].

L'objectif principal d'un système de diagnostic est de détecter rapidement l'apparition d'un dysfonctionnement et de l'anticiper, afin de pouvoir le localiser, l'identifier et appliquer les actions de maintenance appropriées. Dans ce contexte, les différentes fonctions du diagnostic notamment la détection, la localisation et l'identification des défauts seront examinées plus en détail afin de mieux comprendre ce principe [49].

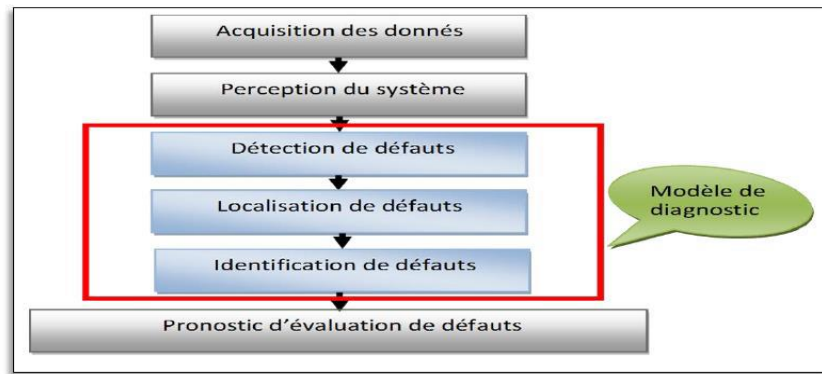


Figure I. 8: Les étapes du diagnostic.

I. 4. 2 Les termes et les concepts utilisés en diagnostic [50]

Afin de faire face aux incertitudes du système en cours de fonctionnement, le diagnostic et la surveillance des moteurs visent à évaluer l'état de la machine. Dans ce contexte, trois notions fondamentales permettent de classer les concepts employés dans ce domaine : la surveillance, le diagnostic et la détection.

I. 4. 2. 1 Surveillance

Dans le domaine industriel, la maintenance préventive systématique tend à être progressivement remplacée par une surveillance conditionnelle des moteurs. L'objectif principal consiste à évaluer l'état des équipements en détectant les éléments défectueux et en identifiant leurs causes. Un système d'assistance permet d'alerter l'opérateur dès l'apparition d'une anomalie, afin de prévenir d'éventuels dommages.

I. 4. 2. 2 Détection

L'analyse du comportement du système en présence d'anomalies, ainsi que l'identification des défauts les plus probables et significatifs, constituent une étape essentielle. Cette connaissance, accompagnée des symptômes caractéristiques associés, est acquise lors de la phase initiale. La mise en évidence d'une ou plusieurs défaillances repose sur l'exploitation de diverses mesures, directes ou indirectes, des grandeurs liées au fonctionnement du système. Le processus permettant de détecter toute variation du comportement du système est appelé détection. Il est donc indispensable de distinguer les situations normales des situations anormales pour assurer cette fonction.

I. 4. 2. 3 Diagnostic

Le concept de diagnostic peut revêtir différentes significations selon le domaine d'application. Dans le contexte industriel, il vise principalement à déterminer les causes probables et à localiser les dysfonctionnements ou pannes. Cette fonction repose sur deux étapes fondamentales : l'identification, qui consiste à déterminer l'origine de l'anomalie, et la localisation, qui permet de situer la partie défectueuse du système.

I. 5 Présentation de quelques techniques et méthodes de diagnostic

Il existe une variété de techniques de diagnostic et de détection des défauts. Certaines d'entre elles sont basées sur l'observation et la mesure, tel que la mesure du champ magnétique, de bruit, de vibration, du courant...etc. d'autres sur la surveillance et la comparaison des caractéristiques électromécaniques avec celles du moteur sain (courant statorique, couple électromagnétique, et vitesse mécanique) [51]

Pour la surveillance de l'état des roulements, certaines études proposent également l'emploi de capteurs laser afin de mesurer directement les déplacements engendrés par les défauts de roulement. Toutefois, la mise en œuvre de cette technique reste relativement délicate, car le capteur de déplacement laser doit être positionné avec précision sur la surface d'appui, ce qui peut s'avérer difficile dans un environnement industriel.

I. 5. 1 Analyse de la signature du courant statorique (MCSA):

L'analyse des courants statoriques dans le domaine fréquentiel demeure l'une des techniques les plus utilisées pour le diagnostic des machines asynchrones. En effet, le spectre obtenu à partir de ces courants contient de nombreuses informations permettant de mettre en évidence différents défauts d'origine électrique ou mécanique susceptibles d'affecter le fonctionnement de la machine. De plus, les courants statoriques sont relativement faciles à mesurer et constituent une source d'information pertinente pour la détection et le suivi de plusieurs types de défauts [52].

I. 5. 2 Analyse du flux :

L'analyse du flux constitue une méthode de diagnostic basée sur l'étude des perturbations du champ électromagnétique dans la machine asynchrone. Toute distorsion de la densité de flux dans l'entrefer, quelle que soit son origine électrique ou mécanique, peut influencer la conversion électromécanique ainsi que la répartition du champ magnétique à l'intérieur de la machine. En présence de certains défauts, un flux homopolaire axial peut apparaître au niveau de l'arbre. Ce

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

flux peut être détecté à l'aide de bobines exploratrices placées à l'extérieur de la machine, selon des orientations parallèles ou perpendiculaires à l'axe du rotor [53], [54].

I. 5. 3 Analyse des signaux vibratoires et acoustiques :

L'analyse des signaux vibratoires et acoustiques constitue une approche efficace pour le diagnostic des défaillances des moteurs électriques. Elle permet de détecter un large éventail de défauts, en particulier ceux d'origine mécanique, susceptibles d'apparaître au cours du fonctionnement de la machine. Cette méthode repose généralement sur l'utilisation de capteurs, notamment des accéléromètres, installés au niveau des paliers selon différentes directions : verticale, axiale et radiale [55].

I. 5. 4 Analyse du couple électromagnétique :

L'analyse du couple électromagnétique constitue une approche pertinente pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques. En effet, les variations du couple de charge influencent directement le comportement électromagnétique de la machine, en provoquant des fluctuations au niveau du flux et du courant. De plus, certaines contraintes mécaniques appliquées à l'arbre, notamment les phénomènes de torsion, peuvent engendrer l'apparition d'harmoniques caractéristiques dans le spectre du couple. Ainsi, l'étude de ce signal permet d'obtenir des informations utiles sur l'état de fonctionnement de la machine et peut être exploitée comme indicateur fiable pour la détection des défauts d'origine électrique ou mécanique.[56].

I. 5. 5 Analyse de la puissance instantanée :

L'analyse de la puissance instantanée constitue une méthode intéressante pour le diagnostic des défauts dans les moteurs électriques. Elle repose sur l'exploitation de la puissance d'une phase, obtenue par le produit de la tension d'alimentation et du courant absorbé par le moteur. Cette grandeur fournit une quantité d'informations plus importante que l'analyse séparée de la tension ou du courant, car elle permet de prendre en compte simultanément les variations électriques liées à ces deux grandeurs. Ainsi, l'étude de la puissance instantanée peut contribuer à une meilleure identification des anomalies affectant le fonctionnement de la machine [41].

I. 6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone à cage d'écureuil, en rappelant sa constitution principale, notamment le stator, le rotor et les paliers, ainsi que son principe de fonctionnement basé sur l'interaction entre le champ tournant statorique et les courants induits dans le rotor.

Nous avons ensuite abordé les principales défaillances susceptibles d'affecter cette machine. Ces défauts peuvent être d'origine électrique, tels que les défauts statoriques et

Chapitre I : Synthèse bibliographique des défauts dans la MAS

rotoriques, ou d'origine mécanique, comme les défauts de roulements, d'arbre et d'excentricité. Une attention particulière a été accordée aux défauts rotoriques, notamment la rupture des barres, en raison de leur influence directe sur les performances électromécaniques de la machine.

Enfin, nous avons présenté quelques notions fondamentales relatives au diagnostic, telles que la détection, la localisation et l'identification des défauts, ainsi que certaines méthodes utilisées pour la surveillance des machines électriques. Cette étude bibliographique constitue une base nécessaire pour aborder, dans le chapitre suivant, la modélisation de la machine asynchrone en présence d'un défaut rotorique

Chapitre II :
Modèle de la MAS sous un
défaut de la CBRs

II.1. Introduction

Afin de développer une approche de diagnostic fondée sur des modèles analytiques appliqués aux machines asynchrones, il est nécessaire d'élaborer un modèle mathématique capable de prendre en compte les paramètres spécifiques de la machine étudiée. Contrairement aux modèles utilisés principalement pour la commande, qui décrivent généralement le comportement global ou moyen de la machine, le modèle destiné au diagnostic doit permettre une représentation plus fine et plus détaillée de son fonctionnement réel.

En effet, les modèles classiques de la machine asynchrone négligent souvent certains phénomènes physiques importants. De plus, les transformations mathématiques et les changements de repère peuvent parfois réduire la précision de la représentation, notamment lorsqu'il s'agit d'analyser l'effet des défauts. Ainsi, afin d'obtenir un modèle mieux adapté à la détection et à l'étude des défauts rotoriques, il est préférable de recourir à une modélisation basée sur les enroulements multiples.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation des défauts de rupture de barres et de portions d'anneaux dans une machine asynchrone à cage d'écureuil. Pour établir un modèle mathématique relativement simple, sans faire appel à des outils informatiques complexes, une approche analytique a été adoptée. Dans ce cadre, un modèle basé sur un circuit maillé sera présenté afin de représenter la cage rotorique et d'analyser l'influence des défauts sur le comportement électromécanique de la machine.

II.2. Modèle réduit de la MAS

Nous avons représenté le rotor à l'aide de maillages électriquement et magnétiquement couplés, chaque maille étant constituée de deux barres et de deux segments d'anneaux assurant leur liaison. Cette approche permet de se focaliser sur la modélisation des défauts de rupture de barres ainsi que des portions d'anneaux en court-circuit. Chaque barre et chaque segment d'anneau sont caractérisés par deux paramètres principaux : la résistance et l'inductance (Figure II.1) [57], [58].

Pour établir ce modèle, plusieurs hypothèses simplificatrices ont été adoptées :

- Une perméabilité relative du fer supposée très élevée ;
- Un entrefer constant et uniforme (champ essentiellement radial, avec un effet d'excentricité négligeable) ;

- Une force magnétomotrice statorique à distribution sinusoïdale ;
- L'absence d'effet de peau et des courants de Foucault négligeables en dehors des barres du rotor.

Sur la base de ces hypothèses, les différents paramètres du modèle ont été déterminés en considérant une structure symétrique et un stator en parfait état de fonctionnement [57], [58]

II.2.1. Calcul des inductances

II.2.1.1. Inductances du stator

Le champ magnétique H produit par la $i^{ème}$ phase du stator en un point donné peut être déterminé en appliquant le théorème d'Ampère le long d'un contour fermé. Selon ce théorème, on obtient l'expression suivante [53], [59], [60] :

$$\oint H dl = \frac{N_s I_s}{p} \quad (II.1)$$

Où :

- I_s Le courant de phase statorique ;
- N_s Le nombre de paires de pôles ;
- p Le nombre de spires statoriques par phase.

À partir de l'équation (II.1), l'induction magnétique maximale dans l'entrefer s'écrit :

$$B_{\max} = \mu_0 \frac{N_s I_s}{2.p.e} \quad (II.2)$$

Avec :

- e L'entrefer $[m]$;
- $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ La perméabilité magnétique du vide $[H.m^{-1}]$.

Chapitre II : Modèle de la MAS sous un défaut de la CBRs

La composante fondamentale est obtenue à partir de la décomposition de l'induction en série de Fourier :

$$B_s(\theta) = \frac{2\mu_0 N_s I_s}{ep\pi} \cos(p\theta) \quad (\text{II.3})$$

En intégrant cette expression sur un intervalle angulaire correspondant au moteur, il est possible de déterminer le flux magnétique dans l'entrefer pour chaque pôle :

$$\phi_s = \iint_s B_s ds = \int_0^l dz \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B_s R.l d\theta \quad (\text{II.4})$$

Ce qui conduit à :

$$\phi_s = I_s \frac{2\mu_0 N_s R.l}{e.p\pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(p\theta) d\theta = \frac{4}{\pi} \mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2} R.l I_s \quad (\text{II.5})$$

Par conséquent, la composante fondamentale du flux de l'enroulement statorique est donnée par [59] :

$$\phi_{sp} = N_s \cdot \phi_s = N_s I_s \frac{2\mu_0 N_s R.l}{e.p\pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(p\theta) d\theta \quad (\text{II.6})$$

Donc :

$$\psi_{sp} = L_{sp} I_s$$

Ainsi, l'inductance principale de magnétisation de la phase statorique n s'exprime, d'après (II.6), comme suit [53], [58] :

$$L_{sp} = 4\mu_0 \frac{N_s^2}{e.p^2\pi} R.l \quad (\text{II.7})$$

Le flux de fuite est quant à lui donné par :

$$\phi_{fs} = L_{fs} I_s \quad (\text{II.8})$$

L'inductance cyclique s'écrit :

$$L_{sc} = \frac{3}{2}L_{sp} + L_{sf} = \frac{6\mu_0 N_s^2 R l}{e p^2 \pi} + L_{sf} \quad (\text{II.9})$$

Les enroulements statoriques étant symétriques, ils sont décalés d'un angle électrique égal à $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$.

Les inductances mutuelles entre les trois phases peuvent alors être exprimées par :

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{sp} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \\ L_{ac} = L_{sp} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \\ L_{bc} = L_{sp} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{sp}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ba} \\ L_{ac} = L_{ca} \\ L_{bc} = L_{cb} \end{cases} = M_s = -\frac{L_{sp}}{2}$$

II.2.1.2. Inductance du rotor

La Figure II.1 présente la distribution de l'induction magnétique, supposée radiale, produite par une maille K du rotor dans l'entrefer, en fonction de l'angle θ . Cette représentation permet d'illustrer la variation de l'induction magnétique selon la position angulaire.

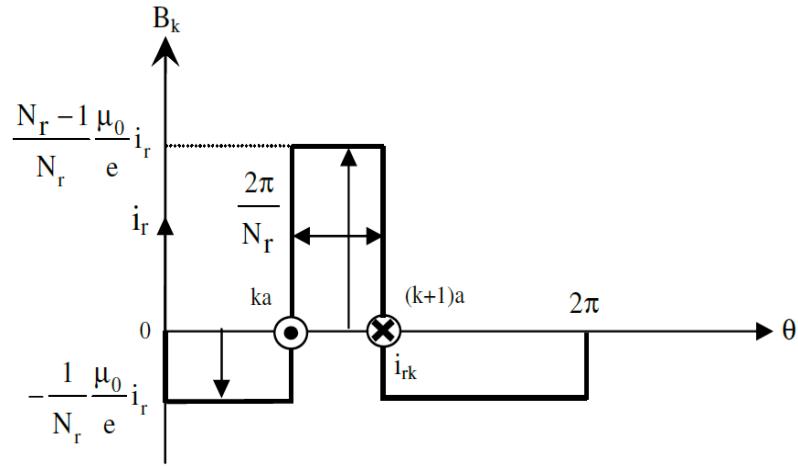


Figure II. 1: Induction magnétique produite par une maille rotorique.

- B_k Induction magnétique dans l'entrefer produite par une maille du rotor "K" ;
- $K = 1, \dots, N_r$ Courants circulant dans la boucle $[A]$, avec $K = 1, \dots, N_r$
- N_r Nombre de barres rotoriques.

Le rotor est constitué de deux barres reliées par deux segments d'anneaux à chaque extrémité, formant ainsi des circuits élémentaires appelés mailles. Sur la base de cette structure, il est possible de déterminer les inductances des circuits rotoriques [53], [60], [61] .

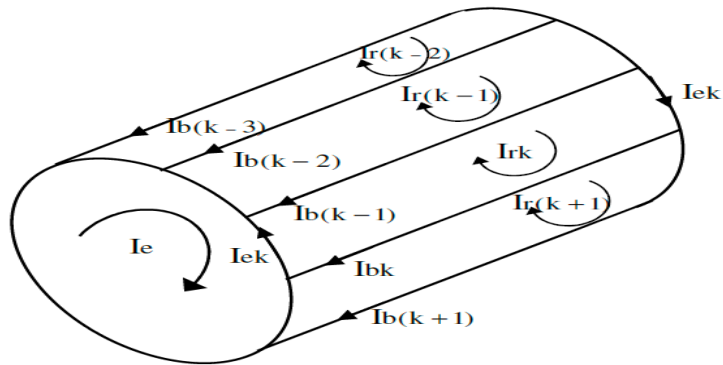


Figure II. 2: Structure de la cage rotorique [60].

En considérant que chaque maille du rotor, assimilée à une bobine à une seule spire parcourue par un courant I_{rk} , est le siège d'un flux principal, celui-ci peut être exprimé comme suit :

$$\phi_{rp_k} = \int_0^{\frac{2\pi}{N_r}} B_{2rf} R.l.d\theta = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \mu_0 \frac{2.\pi R.l}{e} i_{rk} \quad (\text{II.10})$$

Par la suite, l'inductance principale associée à une maille du rotor s'exprime comme suit :

$$L_{rp} = \frac{(N_r - 1)}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2\pi.R.l \quad (\text{II.11})$$

L'inductance totale d'une maille du rotor est obtenue en sommant l'inductance principale, les inductances de fuite des deux barres ainsi que celles associées aux deux segments de l'anneau de court-circuit complétant la maille. On obtient ainsi l'expression suivante :

$$L_{rr} = L_{rp} + 2.L_b + 2.L_e \quad (\text{II.12})$$

Le flux rotorique dans l'entrefer assure le couplage magnétique entre les différentes mailles du rotor. Le courant i_{rk} circulant dans une maille engendre un flux qui la traverse, et qui peut être exprimé par :

$$\phi_{rjrk} = \int_0^t dz \int_{ja}^{(j+1)a} B_{2rk} R.l.d\theta = \int_0^t dz \int \left(-\frac{1}{Nr} \frac{\mu_0}{e} R.l.i_{rk} \right) d\theta \quad (\text{II.13})$$

L'inductance mutuelle entre des mailles du rotor non adjacentes (disjointes) est donnée par la relation suivante :

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2.\pi.l.R \quad (\text{II.14})$$

Par ailleurs, l'inductance mutuelle entre une maille et ses mailles adjacentes s'écrit comme suit :

$$L_{(k+1)k} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2.\pi.l.R - L_{b(k+1)} \quad (\text{II.15.})$$

$$L_{(k-1)k} = -\frac{1}{N_r^2} \frac{\mu_0}{e} 2.\pi.l.R - L_{b(k-1)} \quad (\text{II.16})$$

II.2.1.3. Inductance mutuelle rotor – stator [53]

La configuration géométrique permettant d'exprimer le flux mutuel entre une maille élémentaire du rotor "k" et l'enroulement de la phase "n" du stator est illustrée à la Figure II.3.

L'équation (II.3) est ensuite exprimée dans le référentiel du rotor, ce qui conduit à :

$$B_{msr} = \frac{2\mu_0 N_s i_s}{e.p.\pi} \cos\left(p\theta - n \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.17})$$

Avec : $n = (1, 2, 3)$

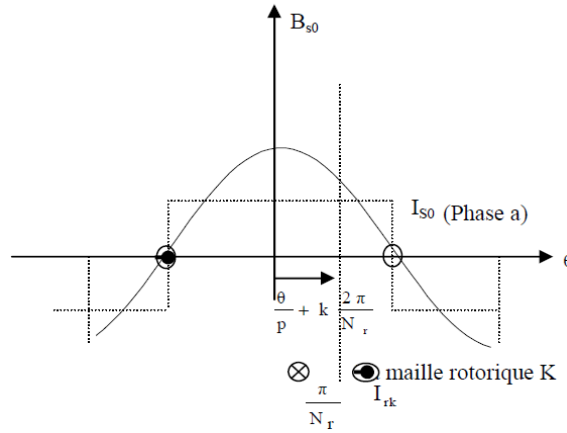


Figure II. 3: Maille rotorique, phase statorique et flux mutuel [5].

Le flux au niveau de la maille rotorique $k^{ème}$ est induit par l'induction magnétique produite par l'enroulement statorique de la phase "n", et s'écrit :

$$\phi_{smrk} = -\frac{2\mu_0}{\pi e.p} N_s R.l.i_{sm} \frac{1}{p} \left[\sin\left(p\theta - n \frac{2\pi}{3}\right) \right]_{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\pi} + k \frac{2\pi}{N_r} + \frac{\pi}{N_r}} \quad (\text{II.18})$$

Par conséquent, l'inductance mutuelle entre la maille du rotor k et la phase statorique

« n » est donnée par :

$$M_{rkm} = -M_{sr} \cos \left(p\theta - n \frac{2\pi}{3} + ka \right) \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$M_{sr} = \frac{4\mu_0 N_s R . l}{\pi e . p^2} \sin \left(\frac{a}{2} \right)$$

- $a = p \frac{2\pi}{N_r}$: angle électrique entre deux mailles du rotor.

De manière analogue, les inductances mutuelles entre les phases "c "et"b "du stator et la $K^{ème}$ maille du rotor s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} M_{rka} = M_{sr} \cos(p\theta + ka) \\ M_{rkb} = M_{sr} \cos \left(p\theta + ka - \frac{2\pi}{3} \right) \\ M_{rkc} = M_{sr} \cos \left(p\theta + ka + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.2.2. Mise en équations

Les équations doivent rester aussi directes que possible tout en intégrant la présence de défauts, sans nécessiter une reformulation complète et détaillée de la machine et de son environnement. Afin de réaliser une simulation numérique du modèle de la MAS, incluant les différentes inductances de la cage, nous avons analysé l'architecture du circuit électrique. Cette étude a permis de dériver l'ensemble des équations différentielles indépendantes gouvernant l'évolution des courants, conduisant à la forme suivante [53] :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1} . [R] . [I] + [L]^{-1} [V] \quad (\text{II.21})$$

Les simulations peuvent être réalisées en utilisant deux cadres de référence différents pour le rotor et le stator. La transformation de Clarke est appliquée afin de convertir les grandeurs de phase du stator (a, b, c) en valeurs biphasées (α, β). Pour réduire le temps de calcul, l'angle θ est éliminé de la matrice de couplage en choisissant le cadre du rotor, le plus adapté aux situations étudiées.

À l'état stable, toutes les grandeurs dans ce cadre évoluent à une fréquence déterminée ω_s . En surveillant le courant I_{as} , cette caractéristique peut être exploitée pour l'analyse des défauts du moteur, en particulier pour détecter la rupture des barres du rotor [62].

L'objectif est donc de déterminer l'ensemble des équations différentielles indépendantes qui définissent le modèle complet du moteur.

II.2.2.1. Equations des tensions statoriques

Nous dérivons les équations de flux et de tension pour toutes les phases du stator sous une forme matricielle comme suit[63] :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{II.22})$$

Et :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rk}] \quad (\text{II.23})$$

Avec :

- $[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: vecteur des courants statoriques ;
- $[v_{sabc}] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$: vecteur des tensions statoriques ;
- $[\phi_{sabc}] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$: vecteur des flux statoriques ;
- $[i_{rk}] = [i_{r0} \ i_{r1} \ \dots \ i_{rk} \ \dots \ i_{r(N_r-1)}]^T$: vecteur des courants dans les mailles du rotor.

On peut alors écrire :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

La matrice suivante représente les inductances propres du stator $[L_s]$:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{bs} & M_s \\ M_s & M_s & L_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

De même, la matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor s'exprime comme suit :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \dots & -M_{sr} & \cos(\theta_r + ka) & \dots \\ \dots & -M_{sr} & \cos\left(\theta_r + ka - \frac{2\pi}{3}\right) & \dots \\ \dots & -M_{sr} & \cos\left(\theta_r + ka - \frac{4\pi}{3}\right) & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$k = 0, 1, 2, \dots, N_r.$$

II.2.2.2. Equations des tensions rotoriques

Le schéma II.4 représente le circuit électrique équivalent d'une section d'une maille du rotor, où les barres du rotor ainsi que les segments de l'anneau de court-circuit sont modélisés par leurs inductances et résistances de fuite respectives [63].

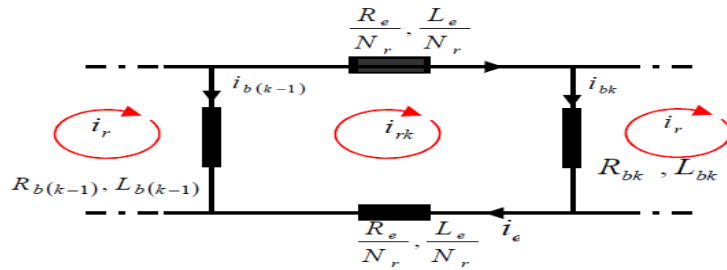


Figure II. 4: Schéma électrique équivalent d'une maille du rotor [60].

- I_{rk} : courant de la maille k ;
- I_{bk} : courant de la barre k .

Pour le nœud n°1, on a :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \quad (\text{II.27})$$

Pour le nœud n°2 :

$$I_{bk(k-1)} = I_{rk(k-1)} - I_{rk} \quad (\text{II.28})$$

L'équation électrique correspondant à la maille k s'écrit :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} [I_{r(r-1)} - I_{rk}] + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} [I_{rb} - I_{r(k+1)}] + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.29})$$

Ainsi, l'équation électrique de la maille k devient :

$$0 = \frac{R_e}{N_r} I_{rk} - R_{b(k-1)} I_{b(r-1)} + \frac{R_e}{N_r} [I_{rk} - I_e] + R_{bk} I_{bk} + \frac{d\phi_{rk}}{dt} \quad (\text{II.30})$$

Le flux induit dans la maille du rotor est donné par :

$$\begin{aligned} \phi_{rk} = & \left(L_{rp} + 2L_b + \frac{2L_e}{N_r} \right) I_{rk} \\ & + M_{rr} \sum_{j=0, j \neq k}^{N_r-1} I_{rj} - L_b (I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)}) - \frac{3}{2} M_{sr} (i_{ds} \cos(ka) + i_{qs} \sin(ka)) - \frac{L_e}{N_r} i_e \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$k \in [0, N_{r-1}], k \in N$$

Le système d'équations relatif aux circuits rotoriques doit être complété par celui concernant l'anneau de court-circuit :

$$\frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_e}{dt} - L_e \frac{dI_e}{dt} - \left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \right) = 0 \quad (\text{II.32})$$

De manière analogue, en appliquant les équations $I_b(k)$ et $I_e(k)$, on obtient :

$$\frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} + \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{d}{dt} I_{rk} - R_e I_e - L_e \frac{d}{dt} I_e = 0 \quad (\text{II.33})$$

II.2.2.3. Equation d'état de la machine

La forme canonique suivante permet de représenter le système global [63] :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \frac{d[L]}{dt} [I] \quad (\text{II.34})$$

Avec :

- $[I] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_{r0} \dots i_{rk} \dots i_{r(N_r-1)} \ i_e]^t$: vecteur global des courants $((N_r + 4) \times 1)$, comprenant les trois courants du stator, les courants des mailles du rotor ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit ;
- $[V] = [v_a \ v_b \ v_c \ 0 \ 0 \dots 0 \ 0]^t$: vecteur global des tensions $((N_r + 4) \times 1)$, incluant les trois tensions du stator, les tensions N_r des mailles du rotor et la tension de l'anneau de court-circuit.

La matrice globale des résistances s'écrit :

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_s]_{3 \times 3} & \vdots & [0]_{3 \times (N_r + 1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]_{(N_r + 1) \times 3} & \vdots & [R_r]_{(N_r + 1) \times (N_r + 1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

La matrice des résistances propres au rotor est :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{b0} + R_{b(N_r-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{b0} & \dots & 0 & \dots & \dots & -R_{b(N_r-1)} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ 0 & \dots & -R_{bk} & R_{bk} + R_{b(k-1)} + 2\frac{R_e}{N_r} & -R_{bk} & \dots & 0 & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ -R_{b(N_r-1)} & \dots & 0 & \dots & \dots & -R_{b(N_r-2)} & R_{b(N_r-1)} + R_{b(N_r-2)} + 2\frac{R_e}{N_r} & \vdots & -\frac{R_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{R_e}{N_r} & \vdots & R_e \end{bmatrix}$$

De même, la matrice des inductances globales est donnée par :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s]_{3 \times 3} & \vdots & [M_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}]_{3 \times (N_r+1)} & [L_r]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

La matrice des inductances propres au rotor est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & \dots & \dots & M_{rr} & \dots & M_{rr} - L_b & \vdots & \frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & M_{rr} - L_b & M_{rr} & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ M_{rr} - L_b & \dots & M_{rr} & \dots & \dots & M_{rr} - L_b & L_{rp} + 2L_b + 2\frac{L_e}{N_r} & \vdots & \frac{L_e}{N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ -\frac{L_e}{N_r} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{L_e}{N_r} & \vdots & L_e \end{bmatrix}$$

Enfin, la dérivée temporelle des inductances globales s'exprime par :

$$\frac{d[L]}{dt} = \begin{bmatrix} [0] & \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \frac{d[M_{sr}]^t}{dt} & [0] \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

II.2.2.4. Transformation de Park

La transformation de Park est couramment utilisée pour obtenir un système d'équations à coefficients constants. Elle permet de passer du cadre de référence triphasé réel (a, c, b) au cadre de référence des axes (h, d, q) .

Dans ce système, les quantités triphasées s'annulent instantanément, ce qui permet d'éliminer la composante homopolaire. Ainsi, le cadre de référence (h, d, q) peut être réduit à un cadre à deux phases N_u [63].

La matrice de Park modifiée s'exprime comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

La dérivée de la matrice de Park est donnée par :

$$\frac{d}{dt}[P(\theta)] = -w \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ 0 & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

La matrice globale de Park de dimension $(N_r + 4) \times (N_r + 4)$ s'écrit :

$$[T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0]^T & \vdots & [1]_{(N_r+1) \times (N_r+1)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Où :

- $[I] = [T][V_{tr}]$ Avec ; $[I_{tr}] = [i_{0s} \ i_{ds} \ i_{qs} \ i_{r0} \dots i_{rk} \dots i_{r(N_r-1)} \ 0]^t$: vecteur global des courants de dimension $N_r + 1$;
- $[V] = [T][V_{tr}]$ Avec ; $[V_{tr}] = [v_{0s} \ v_{ds} \ v_{qs} \ 0 \ 0 \dots 0 \ 0]^t$: vecteur global des tensions de dimension $N_r + 1$, incluant les tensions statoriques dans le référentiel de Park, les tensions des boucles du rotor N_r , ainsi que la tension de l'anneau de court-circuit.

L'équation (II.34) devient alors :

$$[T] \cdot [V_{tr}] = [R] \cdot [T] \cdot [I_{tr}] + \frac{d[L]}{dt} [T] \cdot [I_{tr}] + [L] \frac{d[T]}{dt} [I_{tr}] + [L] \cdot [T] \frac{d[I_{tr}]}{dt} \quad (II.42)$$

$$\begin{aligned} [V_{tr}] &= \left([T]^{-1} [R] \cdot [T] + [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] + [T]^{-1} [L] \frac{d[T]}{dt} \right) [I_{tr}] \\ &+ [T]^{-1} [L] [T] \frac{d[I_{tr}]}{dt} = (A + B + C) [I_{tr}] + D \frac{d[I_{tr}]}{dt} \end{aligned} \quad (II.43)$$

Avec les termes A, B, C, D définis comme suit :

$$A = [T]^{-1} [R] [T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [R_s] [P(\theta)] & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [0] & \vdots & [R_r] \end{bmatrix}$$

$$B = [T]^{-1} [L] \frac{d[T]}{dt} = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}] \frac{d[P(\theta)]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}$$

$$C = [T]^{-1} \frac{d[L]}{dt} [T] = \begin{bmatrix} [0] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} \frac{d[M_{sr}]}{dt} \\ \dots & \dots & \dots \\ [P(\theta)] \frac{d[M_{sr}]}{dt} & \vdots & [0] \end{bmatrix}$$

$$D = [T]^{-1} [L] [T] = \begin{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} [L_s] [P(\theta)] & \vdots & [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}] \\ \dots & \dots & \dots \\ [M_{sr}]^T [P(\theta)] & \vdots & [0] \end{bmatrix}$$

La formulation complète du modèle du moteur conduit à un système de dimension $N_r + 1$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{0s} \\ \dots \\ 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = [R_{tr}] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \dots \\ I_{r1} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r(R_r-1)} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} + [L_{tr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ \dots \\ I_{r1} \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{r(R_r-1)} \\ \dots \\ I_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

Après transformation de Park, les matrices globales d'inductances et de résistances sont $[R_{tr}]$ et $[L_{tr}]$.

À ces équations, s'ajoutent les équations électromagnétiques permettant de déterminer la position et la vitesse électriques du rotor :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - k_0 \Omega_r) \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \Omega_r \quad (\text{II.46})$$

II.2.2.5. Equation mécanique

La puissance absorbée par la machine asynchrone (MAS) s'exprime comme suit [63] :

$$P_e = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} + V_{0s} i_{0s} \quad (\text{II.47})$$

Posons :

$$\begin{bmatrix} X_{dq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Avec :

- $X = (i, V, \phi)$;
- ϕ Représentant le flux d'induction total dans l'enroulement.

Soit $[P]$ la matrice de transformation directe, définie de telle sorte que :

$$\begin{bmatrix} X_{dq0} \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Dans ce cadre, l'expression de la puissance instantanée peut être formulée comme suit :

$$P_e = [V_{abc}]^t [i_{abc}] = [V_{dq0}]^t [I_{dq0}] \quad (\text{II.49})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dq0} \end{bmatrix} = [R_s] \cdot \begin{bmatrix} i_{dq0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}] + [P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\phi_{dq0}] \quad (\text{II.50})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d}{dt} \phi_{0s} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

$$\begin{aligned} P_e &= (R_s I_{ds}^2 + R_s I_{qs}^2) + I_{sd} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + \omega_{er} (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}) \\ &= \left(R_s I_{ds}^2 + \left(\frac{d}{dt} \phi_{ds} \right) I_{ds} - \omega_{er} \phi_{qs} I_{ds} \right) + \left(R_s I_{qs}^2 + \left(\frac{d}{dt} \phi_{qs} \right) I_{qs} + \omega_{er} \phi_{ds} I_{qs} \right) \\ &\quad + \left(R_s I_{0s}^2 + \left(\frac{d}{dt} \phi_{0s} \right) I_{0s} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

a) La puissance associée aux échanges d'énergie électromagnétique est donnée par :

$$P_v = I_{ds} \left(\frac{d\phi_{ds}}{dt} \right) + I_{qs} \left(\frac{d\phi_{qs}}{dt} \right) \quad (\text{II.53})$$

b) La puissance mécanique s'exprime par :

$$P_m = w \left(\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds} \right) \quad (\text{II.54})$$

c) La puissance dissipée sous forme de pertes Joule est :

$$P_J = R_s \left(I_{ds}^2 + I_{qs}^2 \right) \quad (\text{II.55})$$

Par ailleurs, la puissance mécanique peut également s'écrire sous la forme $C_e \Omega$ ou $\frac{C_e w}{p}$

On en déduit alors l'expression scalaire du couple électromagnétique :

$$C_e = p \left| \phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds} \right| \quad (\text{II.56})$$

En remplaçant ϕ_{qs} et ϕ_{ds} par leurs expressions correspondantes, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p M_{sr} \left(I_{ds} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \sin(k.a) - I_{qs} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{r(k)} \cos(k.a) \right) \quad (\text{II.57})$$

II.3. Réduction du modèle

Étant donné que la représentation d'état du modèle regroupe les équations électromécaniques, celles du rotor ainsi que celles des phases du stator, il en résulte un système de très grand ordre [53], [64]. Afin de réduire sa complexité, ce système à N_r phases est transformé en un système dans le repère (d, q) par l'application d'une transformation de Park

étendue au rotor, ce qui s'exprime comme suit [64] :

$$[T(\theta_R)] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots \\ \cos(\theta_R) & \cos(\theta_R - ka) & \dots \\ -\sin(\theta_R) & -\sin(\theta_R - ka) & \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

La pseudo-inverse associée à cette transformation est donnée par :

$$[T(\theta_R)]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_R) & -\sin(\theta_R) \\ 1 & \cos(\theta_R - ka) & -\sin(\theta_R - ka) \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

Avec : $k \in [0 \dots (n-1)], k \in N$

- θ_R : position des grandeurs du rotor.

On peut alors définir un vecteur d'état $[X]$ qui, après application de cette transformation, conduit aux relations suivantes :

$$[x_{0dqs}] = [T_{33}(\theta_s)][x_{abcs}] \Rightarrow [x_{abcs}] = [T_{33}(\theta_s)]^{-1}[x_{0dqs}] \quad (\text{II.60})$$

$$[x_{0dqr}] = [T_{3Nr}(\theta_R)][x_{abcr}] \Rightarrow [x_{abcr}] = [T_{3Nr}(\theta_R)]^{-1}[x_{0dqr}] \quad (\text{II.61})$$

Avec :

- θ_s : position des grandeurs du stator.

Pour la partie statorique, on a :

$$[V] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_{rk}] \} \quad (\text{II.62})$$

L'application de la transformation donne :

$$\begin{aligned}
 [V_{0dqs}] &= \left\{ [T_{33}(\theta_s)] [R_s] [T_{33}(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{0dqs}] \\
 &+ \left\{ [T_{33}(\theta_s)] [L_s] [T_{33}(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{0dqs}] \\
 &+ \left\{ [T_{33}(\theta_s)] [L_s] \frac{d}{dt} [T_{33}(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{0dqs}] \\
 &+ \left\{ [T_{33}(\theta_s)] [M_{sr}] [T_{3N_r}(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{0dqr}] \\
 &+ [T_{33}(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left\{ [M_{sr}] [T_{3N_r}(\theta_R)]^{-1} \right\} [i_{0dqr}]
 \end{aligned} \tag{II.63}$$

Concernant la partie rotorique :

$$[V_r] = [R_r] [i_{rk}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] [i_{rk}] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_s] \} \tag{II.64}$$

De la même manière, on obtient :

$$\begin{aligned}
 [V_{0dqr}] &= \left\{ [T_{3N_r}(\theta_R)] [R_r] [T_{3N_r}(\theta_R)]^{-1} \right\} [i_{0dqr}] \\
 &+ \left\{ [T_{3N_r}(\theta_R)] [L_r] [T_{3N_r}(\theta_R)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{0dqr}] \\
 &+ \left\{ [T_{3N_r}(\theta_R)] [M_{sr}] [T_{33}(\theta_s)]^{-1} \right\} [i_{0dqs}] \\
 &+ \left\{ [T_{3N_r}(\theta_R)] \frac{d}{dt} [M_{sr}] [T_{33}(\theta_s)]^{-1} \right\} \frac{d}{dt} [i_{0dqs}]
 \end{aligned} \tag{II.65}$$

En adoptant un référentiel fixe lié au rotor, les relations angulaires peuvent s'écrire sous la forme $\theta_R = 0$ et $\theta_s = \theta_r$. Après simplification, on aboutit à un modèle réduit de la machine asynchrone :

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 & - \begin{bmatrix} R_s & -wL_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}wM_{sr} & 0 \\ wL_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}wM_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_e \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (II.66)$$

Avec

:

$$\begin{cases} L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_e (1 - \cos(a)) \\ R_r = 2 \frac{R_e}{N_r} + 2R_b (\cos(a)) \end{cases} \quad (II.67)$$

En présence d'un défaut rotorique, la matrice $[R_r]$ doit être modifiée. La matrice suivante modélise ce défaut :

$$[R_{rf}] = [R_r] + \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots \\ & \cdots & & & & \cdots \\ \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & & \cdots \\ & \cdots & & & & \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & R'_{bk} & -R'_{bk} & 0 \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & -R'_{bk} & R'_{bk} & 0 \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \cdots \end{bmatrix} \quad (II.68)$$

La nouvelle matrice des résistances du rotor, après transformation, s'écrit :

$$[R_{rfdq}] = [T(\theta_R)] \cdot [R_{rf}] \cdot [T(\theta_R)]^{-1} = [T(\theta_R)] \cdot \{[R_r] + [R'_r]\} \cdot [T(\theta_R)]^{-1} \quad (II.69)$$

La matrice de résistance est alors donnée par :

$$\begin{bmatrix} R_{rdd} & R_{rdq} \\ R_{rqd} & R_{rqq} \end{bmatrix}$$

Dont les quatre éléments s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} R_{rdd} = 2.R_b (1 - \cos(a)) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r} (1 - \cos(a)) \sum_k R_{bfk} (1 - \cos(2k - 1)a) \\ R_{rdq} = -\frac{2}{N_r} (1 - \cos(a)) \sum_k R_{bfk} \sin(2k - 1)a \\ R_{rqd} = -\frac{2}{N_r} (1 - \cos(a)) \sum_k R_{bfk} \sin(2k - 1)a \\ R_{rqq} = 2.R_b (1 - \cos(a)) + 2 \frac{R_e}{N_r} + \frac{2}{N_r} (1 - \cos(a)) \sum_k R_{bfk} (1 - \cos(2k - 1)a) \end{cases} \quad (II.70)$$

Où :

L'indice K désigne la barre rompue.

Concernant la partie mécanique, après application de la transformation généralisée à l'expression du couple, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p . N_r . M_{sr} (I_{ds} . I_{qr} - I_{qs} . I_{dr}) \quad (II.71)$$

Un indicateur fiable de la présence d'un défaut réside dans la sous-matrice associée aux résistances du rotor. En effet, contrairement au cas sain où certains termes sont égaux, R_{rqq} et R_{rdd} ne sont plus vérifiées en présence de défaut. De plus, certains coefficients deviennent R_{rdq} et R_{rqd} , ce qui traduit l'apparition d'un défaut rotorique [53], [59], [64].

II.4. Moteur alimentée par un onduleur

Étant donné que la régulation de la vitesse du moteur dépend de paramètres d'alimentation variables, notamment la fréquence et la tension, celle-ci nécessite l'utilisation de sources adaptées

ainsi qu'une gestion rigoureuse. Dans ce contexte, la commande des convertisseurs statiques, en particulier l'onduleur de tension, constitue une étape essentielle.

Lorsque les applications requièrent des performances dynamiques élevées, les systèmes triphasés à courant alternatif présentent des contraintes spécifiques, ce qui impose le recours à des techniques de modulation appropriées, telles que la modulation de largeur d'impulsion (MLI), qu'elle soit de type classique ou vectorielle [65].

II.4.1. Modélisation du convertisseur[65]

Les commandes des interrupteurs d'un onduleur triphasé (voir Figure II.5) fonctionnent de manière coordonnée afin d'éviter tout court-circuit de la source et d'assurer la continuité des courants alternatifs vers la charge. Les transistors sont protégés par des diodes de roue libre.

Ainsi, chaque bras de l'onduleur présente deux états complémentaires, pouvant être représentés par des variables logiques :

- $S_{(a,b,c)} = 0$: interrupteur du demi-bas inférieur (a,b,c) fermé ;
- $S_{(a,b,c)} = 1$: interrupteur du demi-bas supérieur (a,b,c) fermé.

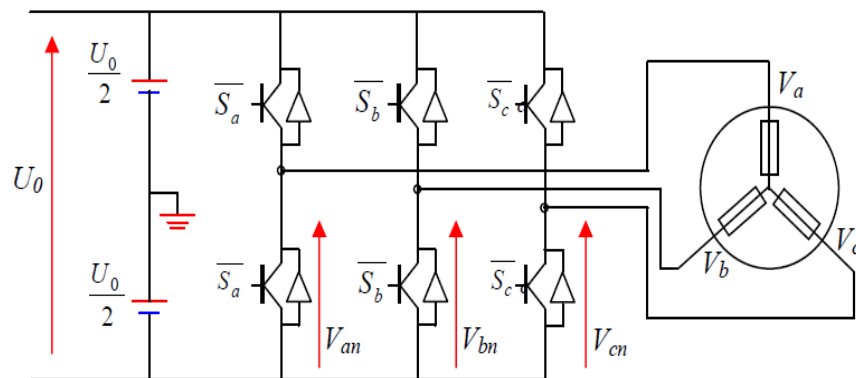


Figure II. 5: Structure de l'onduleur.

Afin de simplifier la modélisation, les hypothèses suivantes sont adoptées :

- Les commutations des interrupteurs sont supposées instantanées ;
- Les chutes de tension aux bornes des interrupteurs sont négligeables ;
- La charge triphasée est équilibrée et connectée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions simples s'expriment alors comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{bn} = S_b U_0 - \frac{U_0}{2} \\ V_{cn} = S_c U_0 - \frac{U_0}{2} \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

Compte tenu de l'équilibrage de la charge et de l'isolement du neutre, on peut écrire :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.73})$$

En utilisant les variables logiques décrivant l'état des interrupteurs, les tensions peuvent être formulées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.74})$$

Le vecteur nul correspond aux combinaisons $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$ et $(0, 0, 0)$ Les six vecteurs actifs générés par un onduleur triphasé sont illustrés à la Figure II.6.

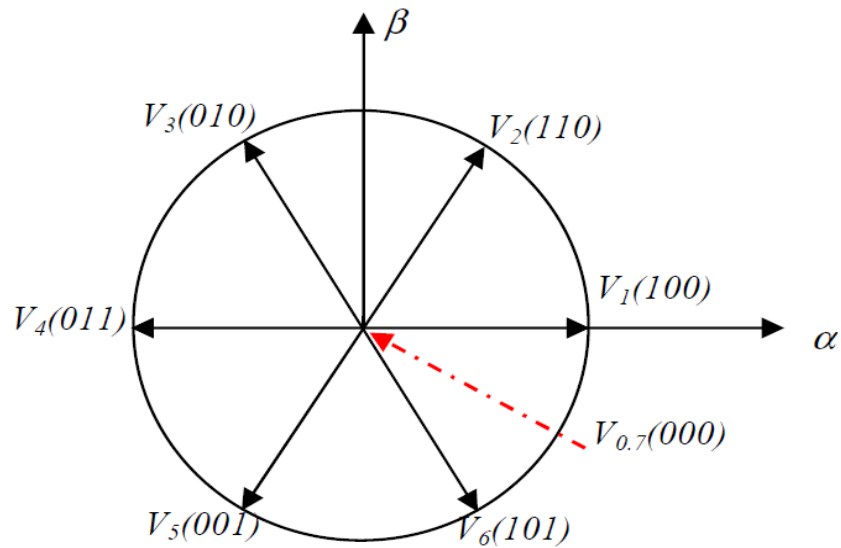


Figure II. 6: Tensions à la sortie de l'onduleur.

Plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) existent, et leur choix dépend du type de commande adopté, de la fréquence de commutation de l'onduleur ainsi que des contraintes harmoniques imposées. Parmi les méthodes les plus utilisées figurent : la modulation vectorielle (SVM), la modulation à hystérésis, la modulation optimale (visant à réduire les harmoniques), la modulation naturelle et la modulation régulière.

Dans le cadre de cette étude, deux techniques de modulation sont particulièrement considérées :

- MLI vectorielle.
- MLI naturelle.

II.4.2. Commande de l'onduleur par la méthode sinus triangle (MLI naturelle)

La méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI) repose sur l'intersection de deux signaux.

- Le premier, appelé signal de référence, correspond à la forme d'onde sinusoïdale souhaitée en sortie de l'onduleur. Sa fréquence ainsi que son amplitude peuvent être ajustées.
- Le second, appelé signal porteur, fixe la fréquence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. Il s'agit d'un signal de haute fréquence (HF) comparé au signal de référence [66].

La commande des interrupteurs du circuit de puissance est déterminée par la comparaison de ces deux signaux. Les instants de commutation correspondent aux points d'intersection entre le signal porteur et le signal de référence (voir Figure II.7). Ainsi, la fréquence de la porteuse impose directement la fréquence de commutation des interrupteurs.

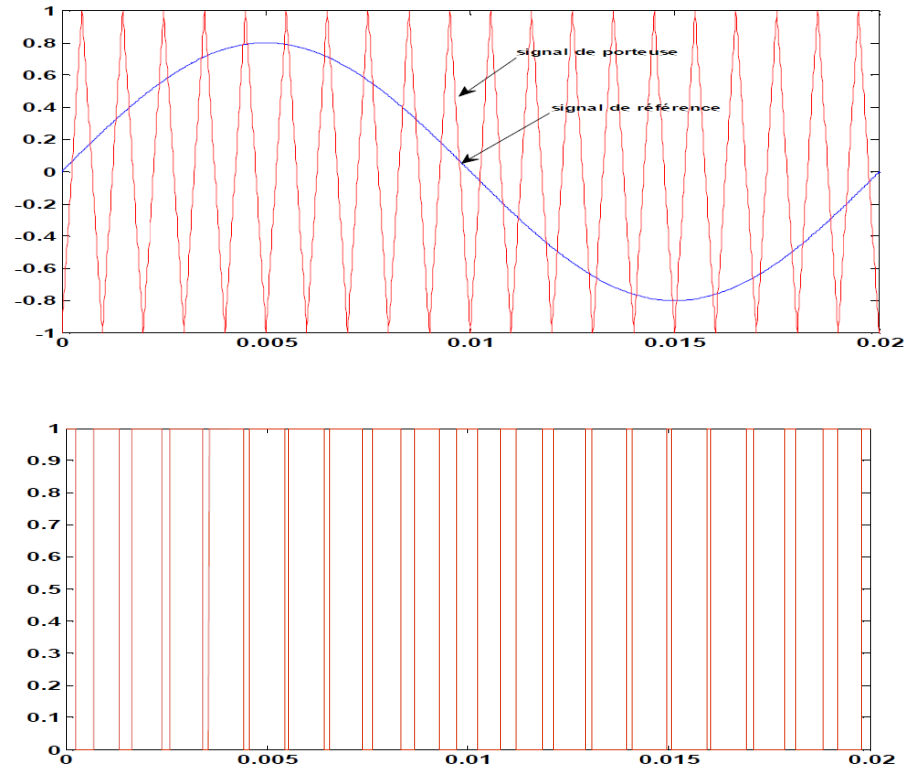


Figure II. 7: Modulation sinus-triangular pour une phase [66] .

La modulation sinusoïdale naturelle présente l'avantage d'améliorer la qualité des grandeurs électriques et mécaniques. En effet, elle permet de réduire les oscillations de vitesse, de couple et de courant, tout en atténuant les harmoniques indésirables. Par conséquent, elle contribue à diminuer les pertes, à limiter la pollution harmonique du réseau électrique et à améliorer le rendement global du système [66].

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique détaillé de la machine asynchrone à cage d'écureuil, en mettant l'accent sur le modèle réduit. Ce type de modélisation permet une représentation plus précise de la machine et offre la possibilité de prendre en compte les défauts rotoriques, en particulier la rupture des barres du rotor.

Nous avons présenté le calcul des inductances propres et mutuelles du stator et du rotor, ainsi que l'établissement des équations différentielles décrivant le comportement dynamique de la

machine. Ces équations constituent une base importante pour l'étude du fonctionnement de la machine aussi bien à l'état sain qu'en présence de défauts.

Par ailleurs, des techniques de réduction du modèle ont été abordées afin de simplifier son analyse tout en conservant une précision suffisante pour représenter fidèlement le comportement réel de la machine. Cette étape permet de faciliter l'exploitation du modèle dans les simulations numériques.

En outre, la modélisation du moteur alimenté par un onduleur a été présentée, accompagnée de l'étude de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette partie permet de mieux comprendre l'influence de l'alimentation et des stratégies de commande sur les performances électromécaniques de la machine, notamment en présence de défauts.

Ainsi, le modèle développé dans ce chapitre constitue un outil essentiel pour l'analyse et le diagnostic des défauts rotoriques. Les résultats obtenus serviront de base aux chapitres suivants, consacrés à la simulation du comportement de la machine asynchrone en régime sain et en régime défaillant, ainsi qu'à l'évaluation des stratégies de commande proposées pour réduire l'impact des défauts et améliorer la stabilité du système.

Chapitre III :
Simulation et analyse du
défaut de la CBR dans la MAS

III.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande prédictive du couple PTC appliquée à la machine asynchrone, ainsi qu'à l'analyse temps-fréquence basée sur la transformée de Fourier à court terme STFT pour le diagnostic des défauts rotoriques.

La commande prédictive du couple constitue une stratégie de commande avancée permettant de sélectionner, à chaque période d'échantillonnage, le vecteur de tension optimal à appliquer à l'onduleur. Cette sélection est effectuée à partir d'un modèle prédictif de la machine et d'une fonction de coût visant à minimiser les erreurs entre les grandeurs de référence et les grandeurs prédites, notamment le couple électromagnétique et le flux statorique.

Dans ce travail, cette commande est appliquée à la machine asynchrone afin d'améliorer ses performances dynamiques, en particulier la rapidité de réponse, le suivi de la vitesse de référence, la réduction des ondulations du couple et la robustesse face aux perturbations de charge. Une attention particulière est accordée au fonctionnement de la machine en présence d'un défaut de cassure de barres rotoriques.

Par ailleurs, l'analyse STFT est utilisée comme outil de diagnostic afin d'étudier l'évolution fréquentielle du courant statorique en fonction du temps. Cette méthode permet de mettre en évidence les signatures caractéristiques du défaut rotorique, notamment lors de l'apparition de la cassure des barres.

L'objectif principal de ce chapitre est donc de présenter le principe de la commande prédictive du couple, d'analyser son comportement en présence d'un défaut rotorique, puis d'exploiter l'analyse temps-fréquence par STFT pour détecter et interpréter les effets du défaut sur les grandeurs électriques de la machine.

III.2. La commande prédictive (MPC)

III.2.1. Historique sur la MPC

Le contrôle prédictif a suscité un intérêt considérable dans les applications industrielles depuis le milieu des années 1970, donnant lieu à de nombreuses variantes développées dans la littérature [67]. Ce terme regroupe un ensemble de techniques telles que MPHC, DMC, EHAC, EPSAC, GPC, PFC, CRHPC et, plus généralement, le MPC. Bien que différentes dans leur formulation, ces approches reposent sur une philosophie commune basée sur la prédiction du comportement futur du système et l'optimisation des actions de commande. Un aperçu synthétique, non exhaustif, de ces différentes méthodes est présenté dans ce paragraphe.

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

Les premières applications du contrôle prédictif remontent aux années 1970 dans les industries de procédés, notamment dans les secteurs pétrochimiques et les raffineries [68], [69]. À cette époque, il était connu sous l'appellation MPHC (*Model Predictive Heuristic Control*), avant d'évoluer vers la commande algorithmique par modèle (MAC). En 1980, la commande dynamique par matrice (DMC) a été introduite [70]. Cette approche repose sur l'utilisation d'un modèle linéaire multi-variable et applique une loi de commande sans prise en compte explicite des contraintes.

En 1984, le contrôle adaptatif à horizon étendu (EHAC) a été proposé [71]. Cette méthode consiste à déterminer, à chaque instant, une séquence optimale de commandes afin de maintenir la sortie du système aussi proche que possible de la consigne sur un horizon futur donné. Sa formulation initiale reposait sur la résolution d'une équation diophantienne, remplacée ultérieurement par un prédicteur sous-optimal afin de réduire la complexité de calcul. Cette évolution a conduit à l'émergence du contrôle EPSAC (*Extended Prediction Self-Adaptive Control*) [72].

Par la suite, le contrôle prédictif généralisé (GPC), introduit par David W. Clarke en 1987, s'est imposé comme l'une des méthodes les plus répandues [67]. Il s'appuie sur le modèle CARIMA, facilitant ainsi la prise en compte des perturbations et des contraintes sur les entrées et les sorties. À la même période, le contrôle fonctionnel prédictif (PFC) a également été développé [73], offrant une approche plus simple de réglage des paramètres, bien que moins rigoureuse en termes de respect des contraintes.

En 1991, le contrôle prédictif à horizon mobile contraint (CRHPC) a été introduit [74], intégrant explicitement les contraintes terminales sous forme de conditions d'égalité imposées sur la sortie pour un horizon fini.

Plus récemment, la formulation du contrôle prédictif dans l'espace d'état s'est largement développée [68], [75], [76]. Cette approche permet de traiter des systèmes multivariables complexes et bruités, tout en s'appuyant sur les outils théoriques avancés de la représentation d'état.

Enfin, afin de réduire la charge computationnelle importante associée aux méthodes classiques de programmation quadratique utilisées en MPC, des approches basées sur les fonctions de Laguerre ont été proposées. Celles-ci permettent d'obtenir des solutions plus rapides tout en conservant de bonnes performances de commande [72]

III.2.2. Avantages de la MPC [77]

La comparaison du contrôle prédictif (MPC) avec d'autres stratégies de commande met en évidence plusieurs avantages significatifs, notamment :

- Sa formulation repose sur un principe intuitif, permettant une mise en œuvre relativement accessible, même pour des utilisateurs disposant d'une expérience limitée en automatique, grâce à un réglage paramétrique simplifié ;
- Une grande flexibilité d'application, puisqu'il peut être utilisé, en théorie, pour le contrôle de systèmes multi variables, linéaires ou non linéaires, tout en intégrant explicitement les contraintes ;
- Une capacité intrinsèque à compenser les temps morts et les retards présents dans le système ;
- L'anticipation du comportement futur du système, permettant une amélioration notable du suivi de consigne ;
- Une robustesse appréciable vis-à-vis des variations paramétriques et des incertitudes du modèle ;
- Une efficacité accrue lorsque les trajectoires de référence ou les points de consigne sont connus à l'avance, grâce à sa nature prédictive.

III.2.3. Inconvénients de la MPC

Malgré ses nombreux avantages, le contrôle prédictif (MPC) présente certaines limites. Ses principaux inconvénients résident dans l'exigence de ressources de calcul élevées, nécessitant l'utilisation de moyens informatiques performants, ce qui peut constituer une contrainte technologique. Par ailleurs, son efficacité dépend fortement de la précision du modèle du système, rendant indispensable une phase de modélisation rigoureuse, souvent complexe d'un point de vue scientifique.

III.2.4. Méthodes de la commande prédictive

Une grande diversité de contrôleurs utilisés dans les systèmes modernes de conversion d'énergie relève de la famille du contrôle prédictif. De manière générale, ces méthodes peuvent être classées comme suit :

- Contrôle basé sur le modèle ;
- Contrôle basé sur la trajectoire ;
- Contrôle basé sur la bande d'hystérésis ;

- Contrôle apériodique.

Le principe fondamental du contrôle prédictif repose sur l'utilisation d'un modèle du système afin de prévoir l'évolution future des variables contrôlées. Cette information prédite est ensuite exploitée par le contrôleur, en tenant compte d'un critère d'optimisation défini à l'avance, afin de déterminer la commande optimale.

Dans le cas du contrôle basé sur la trajectoire, les variables de sortie sont contraintes de suivre une trajectoire de référence prédéfinie. En revanche, dans les méthodes basées sur l'hystérésis, l'objectif consiste à maintenir les variables contrôlées à l'intérieur d'une bande d'erreur admissible.

Pour les schémas de contrôle apériodique, l'erreur est corrigée à zéro à chaque intervalle de commutation grâce à une action de commande optimale. Quant au contrôle prédictif basé sur le modèle, il adopte une formulation plus flexible, reposant sur la minimisation d'une fonction de coût qui traduit les objectifs de performance du système [78].

III.2.5. Philosophie de la MPC

L'approche de conduite automobile et la stratégie du contrôle prédictif (MPC) présentent une forte analogie conceptuelle. En effet, le conducteur humain sélectionne les actions appropriées (direction, freinage ou accélération) afin de suivre une trajectoire désirée, après avoir anticipé son évolution sur un horizon de temps limité, correspondant à la configuration de la route ou à son champ de vision. À chaque instant, seule la première action de la séquence de commande est effectivement appliquée, conformément au principe de l'horizon glissant.

Il est important de rappeler que les méthodes de commande classiques, telles que le régulateur PID, déterminent leurs actions de contrôle en fonction de l'erreur actuelle ainsi que des erreurs passées. Dans une interprétation intuitive, l'utilisation d'un PID pourrait être assimilée à une conduite basée essentiellement sur l'observation du rétroviseur, c'est-à-dire sur des informations rétrospectives. Cette analogie reste toutefois simplifiée, car le contrôle prédictif exploite davantage d'informations, notamment un modèle dynamique du système ainsi qu'une prédiction de son comportement futur.

La différence entre les deux approches tend à s'atténuer lorsque la consigne du PID est définie non pas comme une valeur fixe, mais comme un point futur appartenant à une trajectoire de référence, rapprochant ainsi son comportement de celui d'une stratégie prédictive.

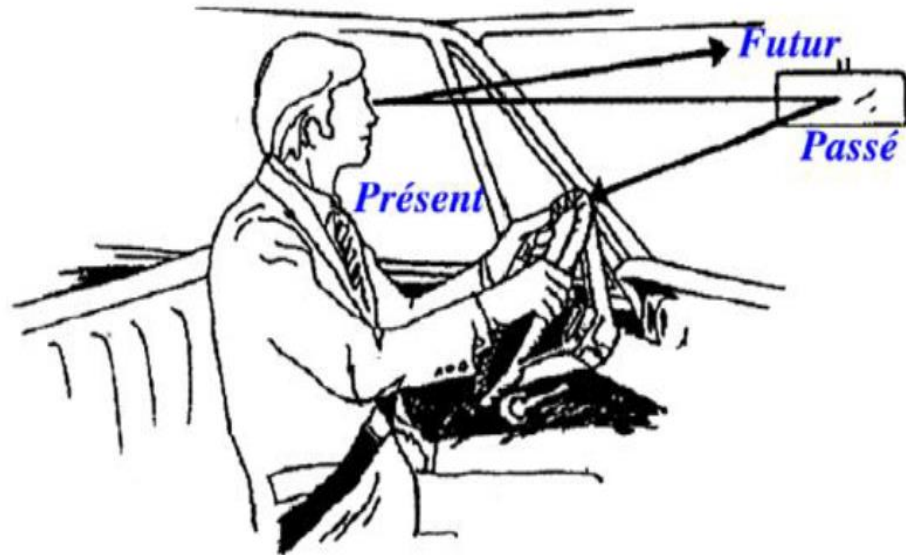


Figure III. 1: Philosophie de la MPC[79].

III.2.6. Principe de la MPC

Le concept du contrôle prédictif (MPC) repose sur la définition d'un objectif de commande sur un horizon temporel fini, formulé à travers une fonction de coût que le contrôleur cherche à minimiser [68]. À l'aide d'un modèle mathématique du processus, permettant de prédire son comportement futur, le contrôleur détermine une séquence de commandes optimales satisfaisant le critère spécifié.

Cependant, seule la première action de cette séquence est appliquée au système à chaque instant. Ainsi, à chaque pas d'échantillonnage, une solution en boucle ouverte est recalculée en minimisant la fonction de coût sur l'horizon de prédiction.

Conformément au principe de l'horizon glissant (ou recédant horizon), cette procédure est répétée à chaque instant d'échantillonnage (Figure III.2), en intégrant les nouvelles informations disponibles issues des mesures ou des estimations du système afin de mettre à jour l'état actuel et les paramètres du modèle.

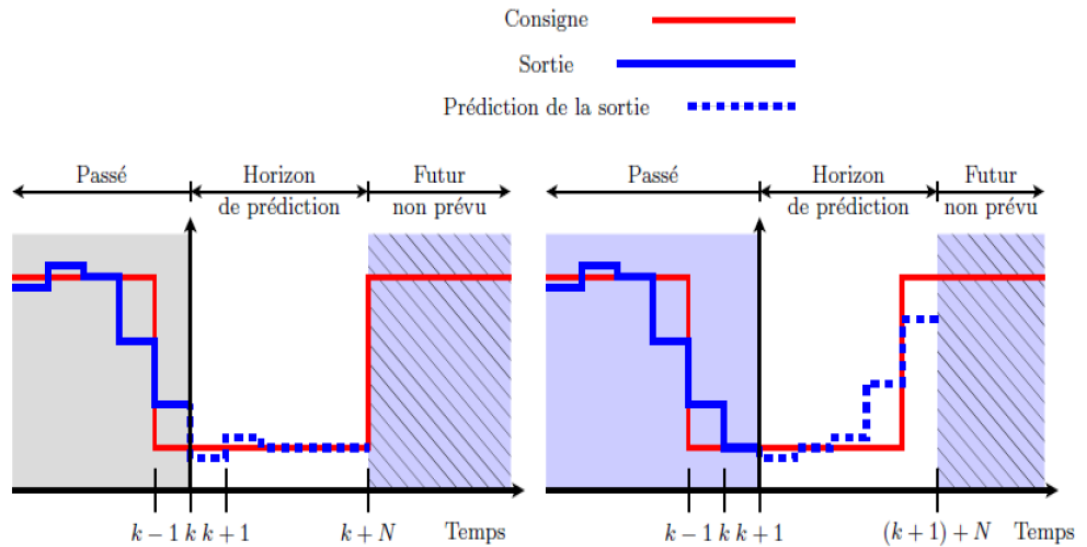


Figure III. 2: Principe de fonctionnement de la MPC : Prédiction de la commande et de la sortie à l'instant (k) sur un horizon fini (gauche); Réitération à l'instant suivant (droite) [68].

III.2.7. Les étapes de la commande prédictive

À chaque instant d'échantillonnage, le contrôleur prédictif suit une procédure itérative bien définie, conformément au principe du contrôle prédictif :

1. Prédiction de l'évolution des variables contrôlées à l'aide du modèle interne du système sur un horizon de prédiction allant jusqu'à N_2 .
2. Génération de la trajectoire de référence que les sorties du système doivent suivre.
3. Calcul de la séquence optimale des actions de commande sur un horizon de commande N_u , appliquée aux variables manipulées, en minimisant une fonction de coût définie.
4. Application au système uniquement du premier élément de la séquence de commande obtenue.

Au pas d'échantillonnage suivant, l'ensemble du processus est répété en intégrant les nouvelles mesures ou estimations du système, selon le principe de l'horizon glissant (recédant horizon).

III.2.8. Contrôle prédictif de couple d'une MAS

Dans le cadre des stratégies de commande MPC, l'ensemble de la procédure de contrôle est généralement formulé dans le repère stationnaire $(\alpha - \beta)$. En revanche, la commande orientée champ (FOC) repose sur un repère tournant $(d - q)$, aligné avec le flux rotorique, ce qui permet un découplage naturel des grandeurs de couple et de flux.

Par ailleurs, afin de garantir une implémentation numérique en temps réel, les équations différentielles du modèle sont discrétisées à l'aide de la méthode d'Euler explicite. Cette approximation permet de transformer le modèle continu en un modèle discret exploitable par les algorithmes de commande.

III.2.9. Algorithme de la commande MPC

Le système de contrôle prédictif (MPC) est généralement structuré en trois blocs principaux, comme illustré à la Figure III.3 : l'optimisation de la fonction de coût, la prédiction du couple et du flux, ainsi que l'estimation de ces grandeurs.

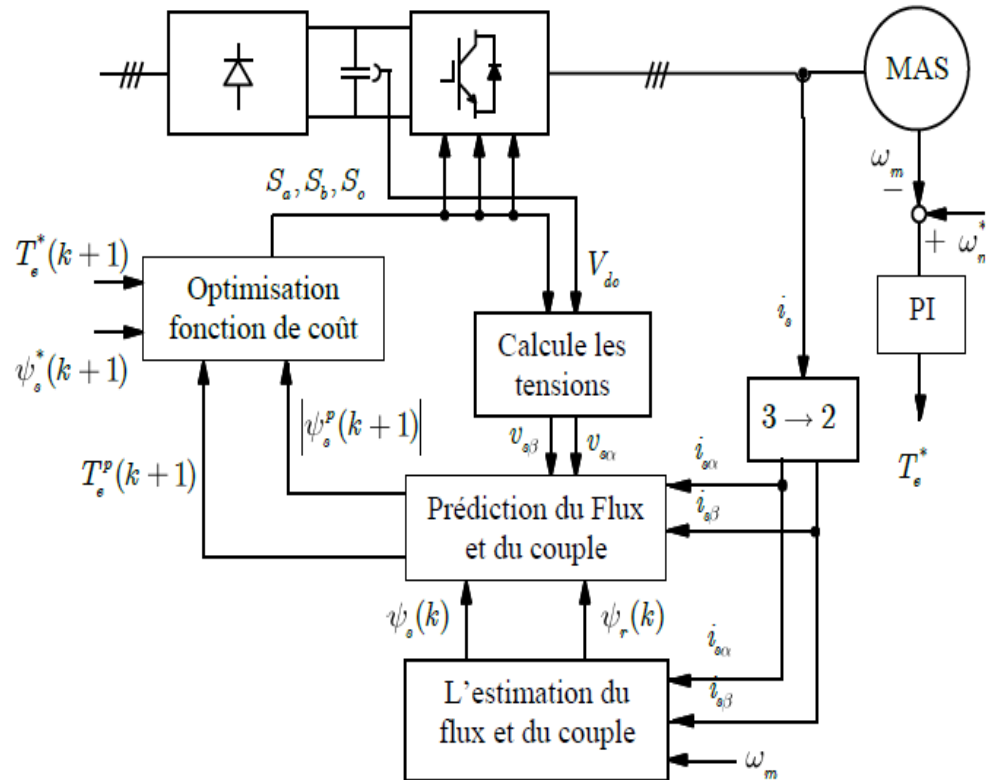


Figure III. 3: Schémas de base du MPC [80]

III.2.10. Estimation du couple et du flux

La commande directe du couple (DTC) repose sur des techniques dont la performance dépend fortement d'une estimation précise du flux statorique, calculé à partir des tensions et des courants statoriques. On distingue généralement deux catégories d'estimateurs de flux statorique, selon qu'ils sont basés sur le modèle de tension ou sur le modèle de courant. L'estimateur fondé sur la modélisation en tension présente l'avantage de nécessiter un nombre réduit de paramètres par rapport à celui basé sur la modélisation en courant.

Cependant, en pratique, la présence d'un offset continu dans les capteurs de courant perturbe le fonctionnement optimal de l'intégrateur idéal utilisé dans l'estimation du flux statorique. Les capteurs de courant ainsi que les circuits de conditionnement introduisent inévitablement des décalages continus lors de la mesure des courants statoriques. Lors de l'opération d'intégration, ces erreurs s'accumulent progressivement, ce qui peut conduire à une dérive importante de l'estimation et, par conséquent, à une instabilité du système d'entraînement.

Pour remédier à ce problème, une solution couramment adoptée consiste à remplacer l'intégrateur idéal par un filtre passe-bas (FPB). Ce dernier permet de réaliser une approximation de l'intégration en l'absence de composante continue du signal. Toutefois, en présence d'un signal continu, le gain du filtre et sa constante de temps tendent vers des valeurs très élevées, ce qui limite son efficacité. Par ailleurs, l'utilisation du FPB peut introduire des erreurs de phase et d'amplitude, nécessitant des mécanismes de compensation supplémentaires, ce qui complexifie davantage la structure du contrôleur.

Dans le cadre du contrôle prédictif (MPC), les flux statorique et rotorique sont estimés à partir du modèle en courant de la machine asynchrone [80]. Ces grandeurs peuvent être exprimées par les équations suivantes :

$$\frac{d \vec{\hat{\phi}}_r}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s - \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_e \right) \vec{\hat{\phi}}_r \quad (\text{III.1})$$

$$\vec{\hat{\phi}}_s = \frac{L_m}{L_r} \vec{\hat{\phi}}_r + \sigma L_s \vec{i}_s \quad (\text{III.2})$$

Où $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ représente le coefficient de fuite total.

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

La discrétisation de ces équations, à l'aide de l'approximation d'Euler explicite, conduit aux expressions suivantes :

$$\vec{\hat{\phi}}_r(k) = \vec{\hat{\phi}}_r(k-1) + T_s \left[R_r \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s(k) - \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_e(k) \right) \vec{\hat{\phi}}_r(k-1) \right] \quad (\text{III.3})$$

$$\vec{\hat{\phi}}_s(k) = \frac{L_m}{L_r} \vec{\hat{\phi}}_r(k) + \sigma L_s \vec{i}_s(k) \quad (\text{III.4})$$

L'estimation du couple électromagnétique peut ensuite être déterminée à partir de ces grandeurs selon l'expression suivante :

$$\hat{C}_e(K) = 1.5p \times \text{imag} \left\{ \vec{\hat{\phi}}_s(k)^* \cdot \vec{i}_s(k) \right\} \quad (\text{III.5})$$

III.2.11. Prédiction du couple et du flux

Pour la commande prédictive (MPC), il est nécessaire de prévoir le comportement du flux statorique ainsi que celui du couple électromagnétique à l'instant d'échantillonnage $k+1$. Généralement, le modèle de tension du stator du moteur asynchrone est utilisé pour estimer le flux statorique. Celui-ci peut être exprimé en temps discret comme suit :

$$\vec{\phi}_s^p(k+1) = \vec{\hat{\phi}}_s(k) + T_s \vec{v}_s(k) - T_s R_s \vec{i}_s(k) \quad (\text{III.6})$$

De plus, le courant statorique est prédit afin d'estimer le couple électromagnétique. Ainsi, les expressions discrètes des projections du courant et du couple statorique sont données par :

$$\vec{i}_s^p(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \vec{i}_s(k) + \frac{T_s}{(\tau_\sigma + T_s)} \times \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[\left(\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega_e(k) \right) \vec{\hat{\psi}}_r(k) + \vec{v}_s(k) \right] \right\} \quad (\text{III.7})$$

$$C_e^p(K+1) = 1.5p \times \text{imag} \left\{ \vec{\phi}_s^p(k+1)^* \cdot \vec{i}_s^p(k+1) \right\} \quad (\text{III.8})$$

Où $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$ représente la résistance statorique, $k_r = L_m / L_r$ le facteur de couplage rotorique, $\tau_\sigma = L_\sigma / R_\sigma$ la constante de temps statorique, $\tau_r = L_r / R_r$ la constante de temps rotorique, et $L_\sigma = \sigma L_s$ l'inductance de fuite.

Dans la suite, nous supposons que $w(k) = w(k+1)$ et $\psi_r(k) = \psi_r(k+1)$ et que certaines grandeurs associées au rotor peuvent être considérées comme quasi constantes sur un intervalle d'échantillonnage. Cette hypothèse est justifiée par le fait que la constante de temps du rotor est nettement supérieure à la période d'échantillonnage, ce qui entraîne une évolution beaucoup plus lente du flux rotorique par rapport au flux statorique [81].

III.2.12. Choix de la fonction coût

En général, les valeurs absolues des erreurs de flux statorique et de couple électromagnétique sont intégrées dans la fonction de coût de la commande prédictive (MPC). À cet effet, la référence [82] propose la définition suivante de la fonction de coût :

$$g = |C_e^*(k+1) - C_e^p(k+1)| + \lambda_p \left\| \vec{\phi}_s^* - \vec{\phi}_s^p(k+1) \right\| \quad (\text{III.9})$$

Dans ce contexte, $|\phi_s^*|$ représente le flux statorique de référence, considéré constant, $C_e^*(k+1)$ le couple électromagnétique de référence, $|\phi_s^p(k+1)|$ le flux statorique prédit, et $C_e^p(k+1)$ le couple prédit, généralement obtenu à partir d'un régulateur de vitesse de type PI.

Le facteur de pondération λ_p permet d'ajuster l'importance relative accordée à l'erreur de flux par rapport à celle du couple. Compte tenu de la très courte période d'échantillonnage, ce facteur est souvent choisi de manière à privilégier la dynamique du couple.

Par ailleurs, la fonction de coût peut intégrer des contraintes strictes afin de garantir la sécurité du système. En particulier, l'amplitude du courant statorique doit rester inférieure à une valeur maximale admissible ($I_{\max}$). Pour cela, une fonction de pénalisation est introduite : si le courant prédit dépasse cette limite, une pénalité infinie est ajoutée à la fonction de coût, soit :

$g = \infty$ Ce qui exclut automatiquement le vecteur de commande correspondant du processus de sélection. En revanche, si le courant prédit reste inférieur à $I_{\max}$, aucune pénalité n'est appliquée.

Afin de renforcer cette contrainte, un terme supplémentaire g est introduit dans la fonction de coût pour prévenir les surintensités. Ce terme est défini comme suit [83] :

$$I_m = \begin{cases} \infty & \text{Si } \left| \vec{i}_s^p(k+1) \right| > I_{\max} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Ainsi, la fonction de coût globale s'écrit :

$$g = \left| C_e^*(k+1) - C_e^p(k+1) \right| + \lambda_p \left\| \vec{\phi}_s^* - \vec{\phi}_s^p[k+1] \right\| + I_m \quad (\text{III.11})$$

III.3. Résultats de simulation

Dans ce contexte, ce travail porte sur l'étude du comportement d'une machine asynchrone d'une puissance nominale de 1.1kw , à travers une simulation numérique réalisée sous les environnements MATLAB et Simulink.

Un modèle mathématique de la machine a été développé afin d'analyser son fonctionnement dans deux conditions principales : un état sain et un état défaillant. Le défaut considéré correspond à la rupture de trois barres du rotor (Broken Rotor Bars), introduit en régime de fonctionnement à l'instant $t = 1.8s$, ce qui permet d'évaluer son impact dynamique sur les grandeurs électriques et mécaniques du système.

Par ailleurs, les performances du système ont été étudiées dans deux configurations : sans commande et avec l'application d'une stratégie de commande avancée, à savoir la commande prédictive (Model Predictive Control). Cette dernière vise à améliorer la réponse dynamique du système et à renforcer sa robustesse face aux perturbations et aux défauts.

En complément de l'analyse temporelle classique, une étude dans le domaine temps-fréquence a été réalisée en utilisant la transformation de Fourier à court terme (STFT), appliquée aux courants statoriques. Cette approche permet de mettre en évidence les signatures fréquentielles associées au défaut et de suivre leur évolution dans le temps, constituant ainsi un outil efficace pour le diagnostic des défauts du rotor.

Les résultats obtenus seront présentés et analysés à travers différentes courbes, notamment la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants statoriques, ainsi que les représentations temps-fréquence (spectrogrammes), afin de comparer le comportement de la machine dans les différents cas étudiés.

III.3.1. Résultats de machine à l'état sans commande

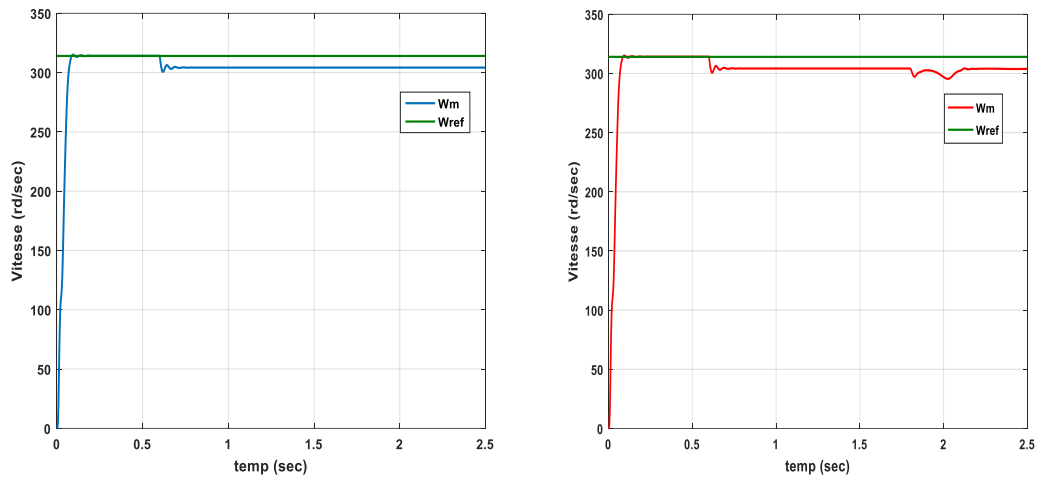


Figure III. 4: Évolution de la vitesse rotorique sans commande (a) État sain (courbe bleue) ,(b) État défaillant (courbe rouge).

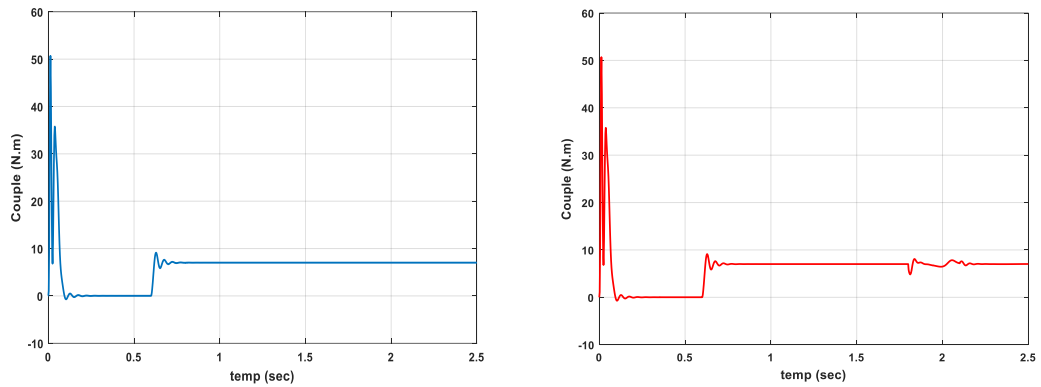


Figure III. 5: Évolution du couple électromagnétique sans commande (a) État sain (courbe bleue) (b) État défaillant (courbe rouge).

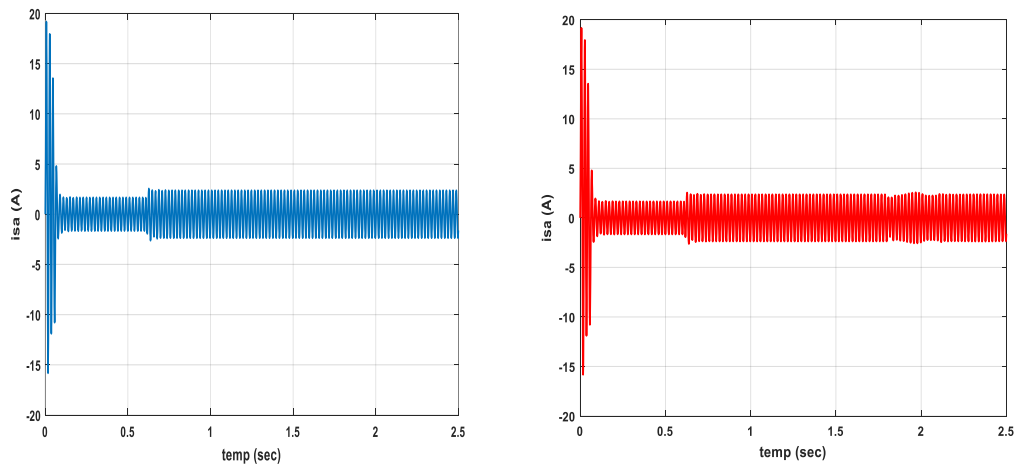


Figure III. 6: Évolution du courant statorique i_{sa} sans commande (a) État sain (courbe bleue),(b) état avec défaut (courbe rouge) .

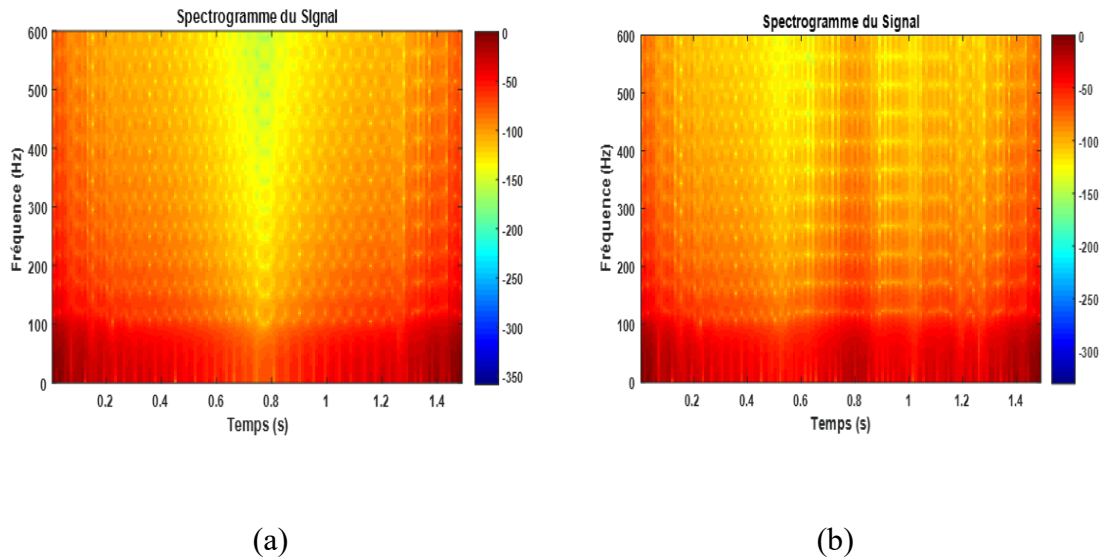


Figure III. 7: Analyse temps-fréquence du courant statorique par spectrogramme (a) État sain (b) État avec défaut

La figure (III. 4) montre l'évolution de la vitesse rotorique W_m par rapport à la vitesse de référence W_{ref} dans le cas d'un fonctionnement sans commande. Dans la sous-figure III. 4(a), correspondant à l'état sain, la vitesse augmente rapidement au démarrage jusqu'à atteindre une valeur proche de la consigne. À l'instant $t = 0.6s$, l'application du couple de charge provoque une légère chute de vitesse, suivie d'un retour progressif vers un régime stable.

Dans la sous-figure III. 4(b), représentant le cas avec défaut, le comportement initial reste proche de celui observé dans le cas sain. Toutefois, après l'introduction du défaut rotorique à $t = 1.8s$, la vitesse présente des perturbations supplémentaires et une baisse plus marquée par rapport à la référence. Cela traduit l'influence négative du défaut sur la stabilité et sur le suivi de la consigne.

La figure III. 5 présente l'évolution du couple électromagnétique C_e d'une machine asynchrone dans deux conditions de fonctionnement : l'état sain et l'état avec défaut. La sous-figure III. 5(a) représente le cas sain, tandis que la sous-figure III. 5(b) correspond au cas défaillant, caractérisé par la rupture de trois barres rotoriques introduite à l'instant $t = 1.8s$. Dans les deux cas, un couple de charge de $3.5N.m$ est appliqué à $t = 0.6s$.

Dans la sous-figure III. 5(a), correspondant à l'état sain, le couple électromagnétique présente au démarrage un pic important atteignant environ $50N.m$. Ce pic est dû au régime

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

transitoire initial de la machine asynchrone, lié principalement au courant d'appel au démarrage. Après cette phase, le couple diminue rapidement et se stabilise autour de zéro. À l'instant $t = 0.6s$, l'application du couple de charge provoque une augmentation brusque du couple, qui atteint une valeur proche de $7N.m$. Après quelques faibles oscillations, le couple se stabilise autour de cette valeur.

Dans la sous-figure III. 5(b), on observe un comportement similaire au démarrage, avec un pic de couple également élevé. Après la phase transitoire, le couple revient près de zéro, puis augmente à $t = 0.6s$ suite à l'application de la charge. Cependant, contrairement au cas sain, des perturbations apparaissent après $t = 1.8s$, instant correspondant à l'introduction du défaut rotorique. Ces perturbations se manifestent par des oscillations et de petites variations autour de la valeur moyenne du couple.

La comparaison entre les deux courbes montre que le couple électromagnétique reste plus régulier dans le cas sain. En revanche, dans le cas défaillant, la rupture de trois barres rotoriques provoque une dégradation de la stabilité du couple, surtout après l'apparition du défaut. Ces oscillations traduisent l'effet du déséquilibre rotorique sur le comportement électromagnétique de la machine.

La figure III.6 présente l'évolution du courant statorique i_{sa} en fonction du temps. La sous-figure III. 6(a) correspond au fonctionnement du système sain, tandis que la sous-figure III. 6(b) représente le fonctionnement du système avec défaut.

Dans la sous-figure III. 6(a), on observe au démarrage un régime transitoire important, caractérisé par des pics de courant élevés atteignant environ 18A à 20A. Ces pics sont dus au courant d'appel lors de la mise en marche de la machine. Après cette phase transitoire, le courant diminue rapidement et prend une forme oscillatoire régulière autour de zéro.

À partir de $t \approx 0.6s$, on remarque une légère augmentation de l'amplitude du courant, probablement liée à l'application d'une charge mécanique. Malgré cette variation, le courant reste relativement régulier, ce qui indique un fonctionnement stable de l'état sain.

Dans la sous-figure III. 6(b), le courant présente également un fort régime transitoire au démarrage, avec des pics comparables à ceux observés dans le cas sain. Cependant, après $t \approx 0.6s$, l'amplitude des oscillations devient plus importante que dans la figure III. 6(a). De plus, une

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

perturbation supplémentaire apparaît autour de $t \approx 2s$, traduisant l'effet du défaut sur le comportement électrique de la machine.

La comparaison montre donc que le défaut provoque une augmentation des ondulations du courant statorique. Le courant devient moins régulier, ce qui peut entraîner une dégradation des performances de la machine, une augmentation des pertes électriques et des échauffements supplémentaires.

III.3.2. Résultats de machine à l'état avec commande

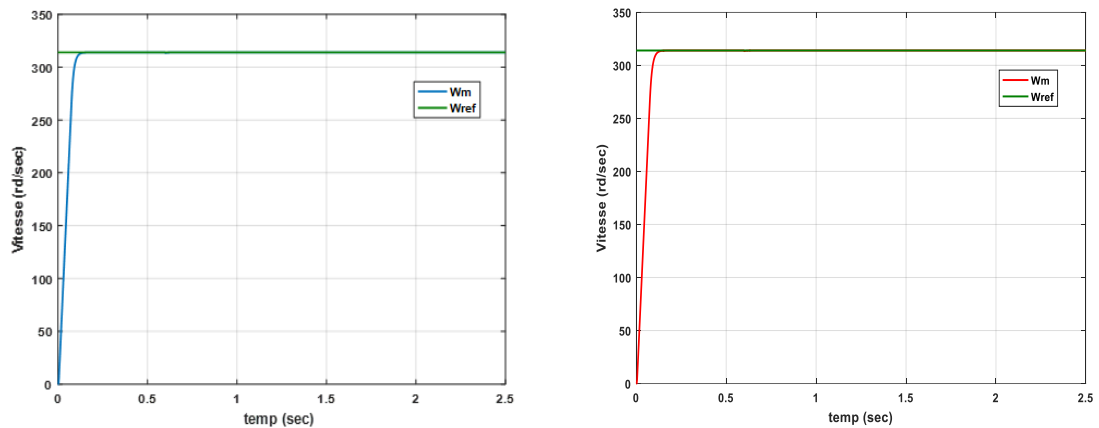


Figure III. 8: Évolution de la vitesse rotorique avec commande (a) État sain (courbe bleue) ,(b) État défaillant (courbe rouge)

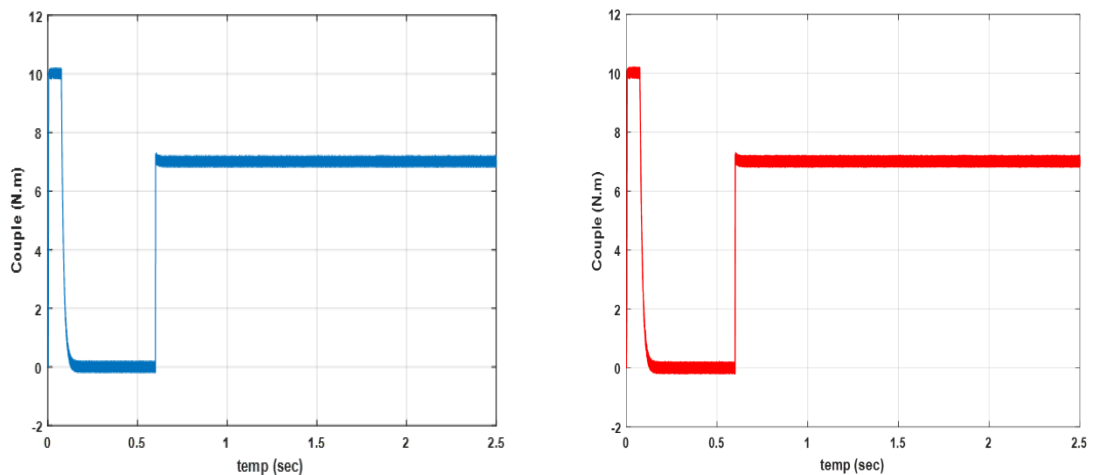


Figure III. 9: Évolution du couple électromagnétique avec commande (a) État sain (courbe bleue) (b) État défaillant (courbe rouge)

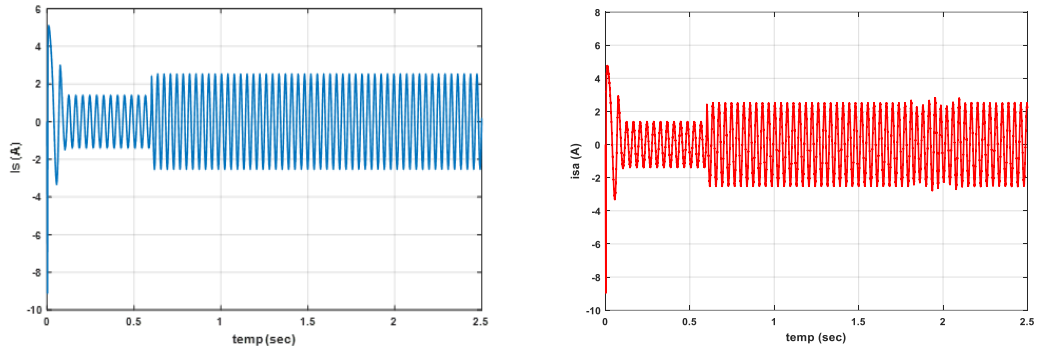


Figure III. 10: Évolution du courant statorique i_{sa} avec commande (a) État sain (courbe bleue), (b) état défaillant (courbe rouge).

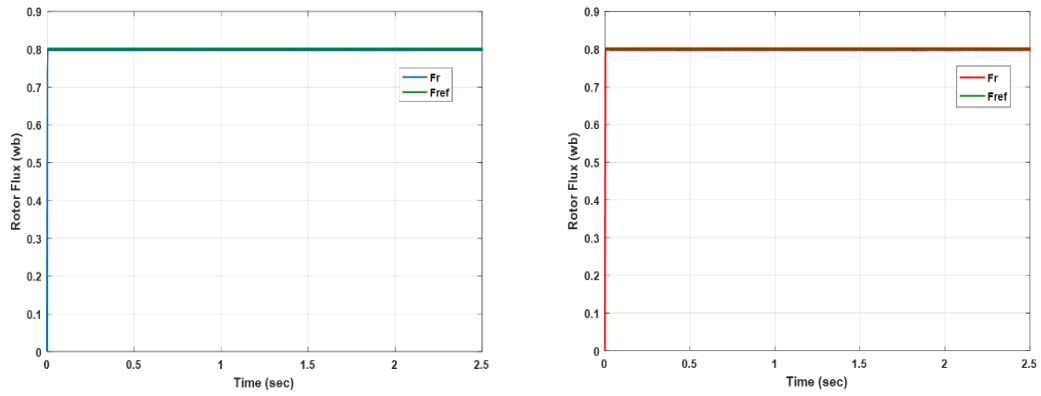


Figure III. 11: Évolution du flux rotorique avec commande : (a) état sain (courbe bleue), (b) état défaillant (courbe rouge).

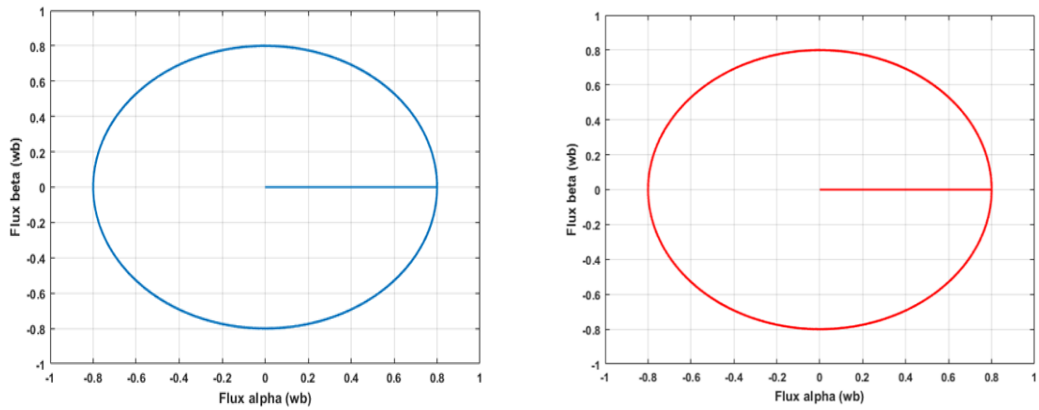


Figure III. 12: Évolution du flux rotorique dans le repère α - β avec commande: (a) état sain (courbe bleue), (b) état défaillant (courbe rouge).

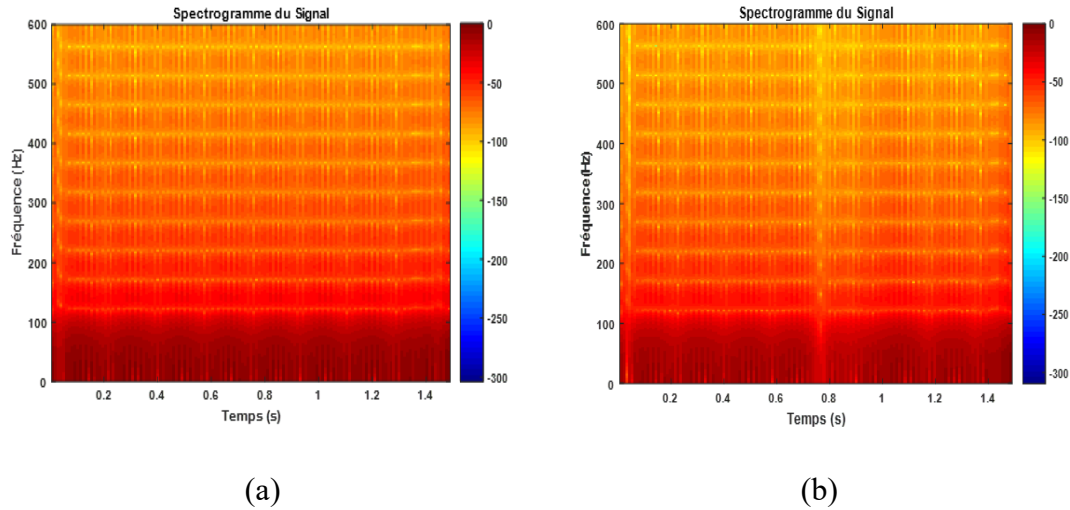


Figure III. 13: Analyse temps-fréquence du signal du moteur asynchrone par spectrogramme : (a) état sain, (b) état défaillant

Les figures III. 8 présentent la réponse de la vitesse mécanique w_m du moteur asynchrone par rapport à la vitesse de référence w_{ref} dans deux cas de fonctionnement : le régime sain et le régime défectueux correspondant à la rupture de trois barres rotoriques. Une charge est appliquée à l'instant $t = 0.6s$, tandis que le défaut est introduit à l'instant $t = 1.8s$.

En régime sain, on remarque que la vitesse mécanique suit rapidement la vitesse de référence avec un temps de réponse très court et sans dépassement significatif. La vitesse se stabilise rapidement autour de la consigne, ce qui montre la bonne qualité de poursuite assurée par la commande prédictive. Lors de l'application de la charge à $0.6s$, aucune chute importante de la vitesse n'est observée, ce qui traduit la capacité du contrôleur à rejeter les perturbations externes.

En présence du défaut de rupture de trois barres rotoriques, la vitesse reste également proche de la référence. Malgré l'apparition du défaut à $1.8s$, aucune dégradation notable de la réponse dynamique n'est observée. Cela montre que la commande prédictive permet de compenser l'effet du défaut et de maintenir une bonne poursuite de la vitesse de référence.

La Figure III.10 présente l'évolution du courant statorique $i_{s\alpha}$ du moteur asynchrone commandé par une commande prédictive, dans le cas sain et dans le cas défaillant correspondant à la rupture de trois barres rotoriques.

En fonctionnement sain, Figure III.10(a), le courant statorique présente un régime transitoire au démarrage, caractérisé par une variation rapide de l'amplitude. Après cette phase initiale, le courant devient sinusoïdal et relativement régulier. À l'instant c , l'application de la charge provoque une augmentation de l'amplitude du courant, ce qui est normal, car le moteur doit fournir

Chapitre III : Simulation et analyse du défaut de la CBR dans la MAS

un couple électromagnétique plus élevé pour compenser le couple résistant appliqué. Après cette perturbation, le courant conserve une forme périodique stable.

En fonctionnement défaillant, Figure III.10(b), le courant statorique présente également un régime transitoire au démarrage. Cependant, par rapport au cas sain, on remarque une déformation plus visible de la forme d'onde ainsi que des ondulations supplémentaires. Après l'application de la charge à $t = 0.6s$, l'amplitude du courant augmente. Ensuite, autour de $t = 1.8s$, l'effet du défaut de rupture de trois barres rotoriques devient plus perceptible par l'apparition de perturbations et d'irrégularités dans le courant.

La comparaison entre les deux cas montre que le courant statorique est plus régulier en régime sain. En présence du défaut, la rupture des barres rotoriques entraîne un déséquilibre électromagnétique dans le moteur, ce qui se traduit par des oscillations supplémentaires et une déformation du courant. Malgré cela, la commande prédictive permet de maintenir le courant dans des limites acceptables et d'assurer la continuité du fonctionnement du moteur.

En fonctionnement sain, Figure III. 13(a), le spectrogramme présente une répartition fréquentielle relativement régulière sur toute la durée de simulation. Les composantes fréquentielles sont bien réparties et ne présentent pas de perturbations brusques. L'énergie du signal est principalement concentrée dans les basses fréquences, ce qui correspond au comportement normal du courant statorique dans un moteur asynchrone en régime stable.

En fonctionnement défaillant, Figure III.13(b), on remarque une modification de la répartition énergétique du spectrogramme. Une perturbation plus visible apparaît autour de l'instant $t = 1.8s$ environ, sous forme d'une variation verticale de l'intensité des composantes fréquentielles. Cette variation traduit l'apparition de composantes harmoniques supplémentaires dans le courant statorique. Ces composantes sont liées au déséquilibre électromagnétique provoqué par la rupture de trois barres rotoriques.

La comparaison entre les deux cas montre que le spectrogramme en régime sain est plus homogène et plus régulier, tandis que le spectrogramme en régime défaillant présente des perturbations plus marquées. Ces perturbations indiquent que le défaut rotorique influence directement le contenu fréquentiel du courant statorique. Ainsi, même si la commande prédictive maintient la vitesse et le flux proches de leurs valeurs de référence, l'analyse temps-fréquence permet de mettre en évidence la présence du défaut.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application de la commande prédictive du couple PTC à la machine asynchrone, ainsi que l'utilisation de l'analyse temps-fréquence par la transformée de Fourier à court terme STFT pour le diagnostic du défaut de cassure des barres rotoriques.

Dans un premier temps, le principe de la commande prédictive a été étudié. Cette commande repose sur l'utilisation d'un modèle de la machine permettant de prédire l'évolution future des grandeurs électromagnétiques, notamment le couple et le flux. Le choix du vecteur de tension optimal est effectué à chaque période d'échantillonnage à l'aide d'une fonction de coût, dans le but de réduire les erreurs entre les valeurs de référence et les valeurs prédites.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande PTC permet d'améliorer les performances dynamiques de la machine asynchrone. En effet, elle assure une bonne poursuite de la vitesse de référence, une réponse rapide du couple électromagnétique et une meilleure stabilité du flux. Lors de l'application de la charge, la commande permet de limiter les perturbations et de maintenir le fonctionnement de la machine dans des conditions satisfaisantes.

En présence du défaut de cassure de barres rotoriques, des perturbations apparaissent sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine, notamment au niveau du courant statorique, du couple électromagnétique et de la vitesse rotorique. Ces variations traduisent l'influence du défaut rotorique sur le comportement dynamique de la machine. Toutefois, la commande prédictive contribue à atténuer ces effets et à améliorer la robustesse du système.

Par ailleurs, l'analyse STFT a permis de mettre en évidence l'évolution fréquentielle du courant statorique au cours du temps. Les spectrogrammes obtenus montrent l'apparition de composantes fréquentielles caractéristiques liées au défaut rotorique, ce qui confirme l'intérêt de cette méthode pour le diagnostic des cassures de barres. Ainsi, la STFT constitue un outil efficace pour détecter et suivre l'apparition du défaut dans le temps.

En conclusion, les résultats obtenus montrent que l'association de la commande prédictive du couple PTC avec l'analyse temps-fréquence STFT représente une approche intéressante pour améliorer les performances de la machine asynchrone et assurer le diagnostic des défauts rotoriques, en particulier le défaut de cassure des barres

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire a été consacré au diagnostic d'une machine asynchrone à cage d'écureuil en présence d'un défaut de la cassure de barres rotoriques. Tout en appliquant une approche basée sur la commande prédictive de la MAS et une analyse temps-fréquence pour vérifier ou détecter l'état de la machine. Ce type de machine occupe une place importante dans les systèmes industriels grâce à sa robustesse, sa simplicité de construction, son faible coût et sa facilité de maintenance. Cependant, malgré ces avantages, elle reste exposée à plusieurs défauts pouvant affecter ses performances et provoquer des arrêts imprévus.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone, notamment sa constitution, son principe de fonctionnement ainsi que les principaux défauts électriques et mécaniques susceptibles de l'affecter. Une attention particulière a été portée aux défauts rotoriques, en particulier la rupture des barres, qui représente l'un des défauts les plus importants dans les machines à cage.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone en utilisant le modèle réduit. Ce modèle permet de représenter plus précisément le comportement de la machine en tenant compte de la structure réelle du rotor. Il est particulièrement adapté à l'étude des défauts rotoriques, car il permet d'introduire la cassure des barres à travers la modification des paramètres électriques du rotor.

Dans le troisième chapitre, la commande prédictive MPC, et plus précisément la commande prédictive du couple PTC, a été appliquée à la machine asynchrone. Cette commande permet de choisir le vecteur de tension optimal à appliquer à l'onduleur à chaque période d'échantillonnage, en se basant sur un modèle prédictif de la machine et une fonction de coût. Les résultats de simulation ont montré que la commande PTC améliore les performances dynamiques de la machine, notamment le suivi de la vitesse, la réponse du couple électromagnétique et la stabilité du flux.

Conclusion générale

L'étude du fonctionnement en présence d'un défaut de cassure de barres rotoriques a montré que ce défaut provoque des perturbations visibles sur les grandeurs électromécaniques, en particulier le courant statorique, le couple électromagnétique et la vitesse rotorique. Ces perturbations traduisent l'effet du défaut sur le comportement dynamique de la machine. Toutefois, la commande prédictive contribue à limiter ces effets et à améliorer la robustesse du système.

Par ailleurs, l'analyse temps-fréquence basée sur la transformée de Fourier à court terme STFT a été utilisée comme outil de diagnostic. Les spectrogrammes obtenus ont permis de suivre l'évolution fréquentielle du courant statorique au cours du temps et de mettre en évidence les signatures caractéristiques liées au défaut rotorique. Cette méthode s'est révélée efficace pour détecter l'apparition du défaut et analyser son influence sur la machine.

En conclusion, les résultats obtenus confirment que l'association de la commande prédictive MPC avec l'analyse STFT constitue une approche intéressante pour améliorer les performances de la machine asynchrone et assurer le diagnostic des défauts rotoriques. La commande MPC permet d'améliorer le comportement dynamique de la machine, tandis que l'analyse STFT permet de détecter clairement les signatures fréquentielles du défaut de cassure des barres.

Perspectives

Comme perspectives, il serait intéressant de compléter ce travail par une validation expérimentale sur un banc d'essai afin de confirmer les résultats obtenus par simulation. Il serait également possible d'étendre cette étude à d'autres types de défauts, tels que les défauts statoriques, les défauts de roulements ou les défauts d'excentricité. Enfin, l'utilisation d'autres méthodes d'analyse du signal ou de techniques d'intelligence artificielle pourrait améliorer davantage la précision du diagnostic des défauts dans les machines asynchrones.

Annexe

Annexe

Caractéristiques de la machine employée :

P_n	Puissance nominale	1.1 (kW)
V_s	Tension nominale	220/380 (V)
f_s	Fréquence d'alimentation	50 (Hz)
p	Nombre de pair de pôles	1
R_s	Résistance du stator	7.58 (Ω)
R_e	Résistance de l'anneau de court-circuit	150e-6 (Ω)
R_b	Résistance d'une barre du rotor	150e-6 (Ω)
J	Moment d'inertie	0.054 (Kg.m ²)
L_b	Inductance de fuite d'une barre du rotor	1e-7 (H)
L_{sf}	Inductance de fuite rotorique	26.5 (mH)
L_e	Inductance de fuite d'anneau de court-circuit	1e-7 (H)
N_s	Nombre de spires par phase	160
N_r	Nombre de barre	16
L	Longueur du rotor	65 (mm)
e	Entrefer moyen	0.25 (mm)

Bibliographie

Bibliographie

- [1] S. Chen and R. Živanović, “Estimation of frequency components in stator current for the detection of broken rotor bars in induction machines,” *Measurement*, vol. 43, no. 7, pp. 887–900, Aug. 2010, doi: 10.1016/j.measurement.2010.03.006.
- [2] D. Camarena-Martinez, C. A. Perez-Ramirez, M. Valtierra-Rodriguez, J. P. Amezcua-Sanchez, and R. de J. Romero-Troncoso, “Synchrosqueezing transform-based methodology for broken rotor bars detection in induction motors,” *Measurement*, vol. 90, pp. 519–525, Aug. 2016, doi: 10.1016/j.measurement.2016.05.010.
- [3] B. L. Rajalakshmi Samaga and K. P. Vittal, “Comprehensive study of mixed eccentricity fault diagnosis in induction motors using signature analysis,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 180–185, Feb. 2012, doi: 10.1016/j.ijepes.2011.10.011.
- [4] G. H. Bazan, P. R. Scalassara, W. Endo, A. Goedel, W. F. Godoy, and R. H. C. Palacios, “Stator fault analysis of three-phase induction motors using information measures and artificial neural networks,” *Electric Power Systems Research*, vol. 143, pp. 347–356, Feb. 2017, doi: 10.1016/j.epsr.2016.09.031.
- [5] T. BEDIDA, “Contribution à l’Elaboration de Commandes Tolérantes aux Défauts pour les Machines Tournantes,” Thèse de doctorat, Université Ahmed Draïa Adrar, 2025.
- [6] A. Menacer, S. Moreau, A. Benakcha, and M. S. N. Said, “Effect of the Position and the Number of Broken Bars on Asynchronous Motor Stator Current Spectrum,” in *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, Aug. 2006, pp. 973–978. doi: 10.1109/EPEPMC.2006.4778526.
- [7] D. V. Ramana and S. Baskar, “Diverse fault detection techniques of three-phase induction motor — A review,” in *2016 International Conference on Emerging Technological Trends (ICETT)*, IEEE, Oct. 2016, pp. 1–8. doi: 10.1109/ICETT.2016.7873779.

Bibliographie

- [8] H. Talhaoui, A. Menacer, A. Kessal, and R. Kechida, "Fast Fourier and discrete wavelet transforms applied to sensorless vector control induction motor for rotor bar faults diagnosis," *ISA Trans.*, vol. 53, no. 5, pp. 1639–1649, Sep. 2014, doi: 10.1016/j.isatra.2014.06.003.
- [9] L. Saidi, F. Fnaiech, H. Henao, G.-A. Capolino, and G. Cirrincione, "Diagnosis of broken-bars fault in induction machines using higher order spectral analysis," *ISA Trans.*, vol. 52, no. 1, pp. 140–148, Jan. 2013, doi: 10.1016/j.isatra.2012.08.003.
- [10] A. Menacer, R. Kechida, G. Champenois, and S. Tnani, "Application of the fourier and the wavelet transform for the fault detection in induction motors at the startup electromagnetic torque," in *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, IEEE, Sep. 2011, pp. 664–668. doi: 10.1109/DEMPED.2011.6063695.
- [11] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec. 2015, doi: 10.1109/MIE.2015.2478920.
- [12] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2625238.
- [13] Y. Zhang and H. Yang, "Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1381–1390, Feb. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2416207.
- [14] M. G. Forbes, R. S. Patwardhan, H. Hamadah, and R. B. Gopaluni, "Model Predictive Control in Industry: Challenges and Opportunities," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 8, pp. 531–538, 2015, doi: 10.1016/j.ifacol.2015.09.022.
- [15] P. Cortes *et al.*, "Guidelines for weighting factors design in Model Predictive Control of power converters and drives," in *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, IEEE, Feb. 2009, pp. 1–7. doi: 10.1109/ICIT.2009.4939742.
- [16] T. Bedida *et al.*, "Predictive torque control of induction motor for rotor bar faults diagnosis," *Energy Reports*, vol. 11, pp. 4940–4956, Jun. 2024, doi: 10.1016/j.egyr.2024.04.056.
- [17] N. Bessous and A. Khezzar, "Contribution au diagnostic des machines asynchrones," Doctoral dissertation, Université Frères Mentouri-Constantine 1, 2007.

Bibliographie

- [18] Y. Soufi, T. Bahi, H. Merabet, and S. Lekhchine, "Short circuit between turns in stator winding of induction machine fault detection and diagnosis," *Applied mechanics and materials*, vol. 416, pp. 565–571, 2013.
- [19] A. Ouanas, A. Medoued, S. Haddad, M. Mordjaoui, and D. Sayad, "Automatic and Online Detection of Rotor Fault State," *International Journal of Renewable Energy Development*, vol. 7, no. 1, pp. 43–52, Feb. 2018, doi: 10.14710/ijred.7.1.43-52.
- [20] M. Ammar, "Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques: applications aux moteurs asynchrones," Doctoral dissertation, Université du 20 Août 1955, 2012.
- [21] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts," Doctoral dissertation, Nantes, 1999.
- [22] B. Train, "Trajin, B. (2009). Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones. Application à la surveillance des roulements à billes ," l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Thèse de doctorat, 2009.
- [23] O. Ondel, "Diagnostic par reconnaissance des formes: Application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone," Ecole Centrale de Lyon, France, Thèse de doctorat, 2006.
- [24] S. Benammar, "Diagnostic des défaillances dans les systèmes industriels ," Université M'hamed Bougara. Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Doctoral dissertation, Boumerdès, 2010.
- [25] Y. Gritli, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, C. Rossi, and F. Filippetti, "Quantitative rotor broken bar evaluation in double squirrel cage induction machines under dynamic operating conditions," in *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, IEEE, Mar. 2013, pp. 1–6. doi: 10.1109/EVER.2013.6521572.
- [26] H. Razik, H. Henao, and R. Carlson, "The effect of inter-bar currents on the diagnostic of the induction motor," in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE, 2004, pp. 797–802 vol. 2. doi: 10.1109/ISIE.2004.1571915.
- [27] R. Kechida, A. Menacer, and H. Talhaoui, "Approach signal for rotor fault detection in induction motors," *Journal of failure analysis and prevention*, vol. 13, no. 3, pp. 346–352, 2013.

Bibliographie

- [28] C. Kreischer and L. Golebiowski, "Detection of broken bars and rings in induction machines," in *2012 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering*, IEEE, Oct. 2012, pp. 355–359. doi: 10.1109/ICEPE.2012.6463907.
- [29] A. Conradi and C. Schmulling, "Investigation on effects of non-active peripheral machine parts to the impedance of rotor end rings in induction machines," in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, IEEE, May 2013, pp. 1092–1096. doi: 10.1109/IEMDC.2013.6556232.
- [30] S. A. Ethni, S. M. Gadoue, and B. Zahawi, "Inter-turn short circuit stator fault identification for induction machines using computational intelligence algorithms," in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, IEEE, Mar. 2015, pp. 757–762. doi: 10.1109/ICIT.2015.7125189.
- [31] M. S. Ballal, Z. J. Khan, H. M. Suryawanshi, and M. K. Mishra, "Detection of Inter-turn Short-circuit Fault in Induction Motor Using Theory of Instantaneous Symmetrical Components," in *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, IEEE, 2006, pp. 460–464. doi: 10.1109/ICIT.2006.372214.
- [32] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, and D. Alejo, "Stator inter-turn short-circuit detection in permanent magnet synchronous generators using extended Kalman filtering," in *2013 IEEE 11th International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics*, IEEE, Jun. 2013, pp. 1–6. doi: 10.1109/ECMSM.2013.6648943.
- [33] N. Oucief, "Diagnostic à base d'observateurs, de défauts dans les systèmes de commande : Application au pendule inversé," EMP, Alger, Thèse de Magister, 2004.
- [34] S. Belhamdi, "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone," Université Mohamed Khider-Biskra, Doctoral dissertation, 2005.
- [35] A. H. Bonnett, "Root cause AC motor failure analysis with a focus on shaft failures," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 5, pp. 1435–1448, 2000, doi: 10.1109/28.871294.
- [36] A. H. Bonnett, "Understanding Motor Shaft Failures," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 5, no. 5, pp. 25–41, Sep. 1999, doi: 10.1109/2943.783120.
- [37] R. Kechida, A. Menacer, H. Talhaoui, and H. Cherif, "Discrete wavelet transform for stator fault detection in induction motors," in *2015 IEEE 10th International Symposium on*

Bibliographie

- Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, IEEE, 2015, pp. 104–109.
- [38] B. Aubert, “Detection des courts-circuits inter-spires dans les Generateurs Synchrones a Aimants Permanents: Methodes basees modeles et filtre de Kalman etendu,” , Institut National Polytechnique de Toulouse, These de doctorat, 2014.
- [39] B. Aubert, “Detection des courts-circuits inter-spires dans les Generateurs Synchrones a Aimants Permanents: Methodes basees modeles et filtre de Kalman etendu”, , Institut National Polytechnique de Toulouse, These de doctorat, 2014.
- [40] S. Belhamdi, “Diagnostic Des Défaits De La Machine Asynchrone Controlée Par Différentes Techniques De Comande,” Université Mohamed Khider Biskra, Doctoral dissertation, 2014.
- [41] G. Didier, “Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances,” *These de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I*, 2004.
- [42] H. Fahima, “Commande active tolérante aux défauts de la machine asynchrone,” Université Mouloud Mammeri, Doctoral dissertation, 2017.
- [43] Allianz, “Présentation des Avaries. Machines Electriques Tournantes,” Cahier des préventions, CP2, 1988.
- [44] A. Ibrahim, “Contribution au diagnostic de machines électromécaniques: Exploitation des signaux électriques et de la vitesse instantanée,” Doctoral dissertation, Université Jean Monnet-Saint-Etienne, 2009.
- [45] B. Vaseghi, “Contribution à l’Etude des Machines Electriques en Présence de Défaut Entre-Spires Modélisation-Réduction du Courant de Défaut,” Université de Nancy, France, Thèse de Doctorat, 2009.
- [46] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, “Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 4, pp. 921–937, 1992, doi: 10.1109/28.148460.
- [47] B. A. Z. I. Smail, “ Contribution à la Détection et au Diagnostic des Défauts dans un Système Machine à Induction-Convertisseur,” Université de Batna 2, Doctorat thesis (2016), 2016.

Bibliographie

- [48] R. Mahdaoui, “Contribution à la surveillance dynamique des systèmes de production évolutifs par les systèmes Neuro-Flous Temporels,” Doctoral dissertation, Batna, 2012.
- [49] D. E. Khodja, “Élaboration d’un système intelligent de surveillance et de diagnostic automatique en temps réel des défaillances des moteurs à induction,” Université M’hamed Bougara. Faculté des hydrocarbures et de la chimie, Doctoral dissertation, Boumerdes, 2007.
- [50] R. Zemouri, “Contribution à la surveillance des systèmes de production à l’aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la e-maintenance,” , Université de Franche-Comté, Doctoral dissertation, 2003.
- [51] G. H. O. G. G. A. L. Adel, “ Diagnostic de la machine asynchrone triphasée: modèle dédié à la détection des défauts,” (Doctoral dissertation), 2005.
- [52] A. M. da Silva, R. J. Povinelli, and N. A. O. Demerdash, “Induction Machine Broken Bar and Stator Short-Circuit Fault Diagnostics Based on Three-Phase Stator Current Envelopes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1310–1318, Mar. 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.909060.
- [53] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisations de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Doctoral dissertation, Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [54] B. Vaseghi, “CONTRIBUTION A L’ETUDE DES MACHINES ELECTRIQUES EN PRESENCE DE DEFAUT ,” Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2009.
- [55] Wei Zhou, “Incipient bearing fault detection for electric machines using stator current noise cancellation,” Thèse de doctorat, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, 2007.
- [56] O. Ondel, “Diagnostic par reconnaissance des formes: Application a un ensemble convertisseur – machine asynchrone,” Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France, 2006.
- [57] A. Abed, L. Baghli, H. Razik, and A. Rezzoug, “Modelling induction motors for diagnostic purposes,” in *EPE ’99*, 1999.

Bibliographie

- [58] E. , D. X. , & J. T. Ritchie, “Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults. In International Conference on Electrical Machines,” Paris, France, 5.-8.9. 1994 (pp. Vol-2). Comité d’ICEM, 1994.
- [59] A. Abed, “Contribution à l’étude et au diagnostic de la machine asynchrone,” Université Henri Poincaré-Nancy 1, , Doctoral dissertation, 2002.
- [60] Belhamdi. S, “Prise en compte d’un défaut rotorique dans la commande d’un moteur asynchrone ,” , , Université de Biskra , thèse de magister, 2005.
- [61] E. Schaeffer, “Schaeffer, E. (1999). Diagnostic des machines asynchrones: modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts,” Doctoral dissertation, Nantes, 1999.
- [62] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S.-E. Zouzou, and M. E. Benbouzid, “Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors–Simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents,” *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 16, no. 9, pp. 1503–1513, 2008.
- [63] S. Belhamdi, “Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Controlée Par Différentes Techniques De Comande,” Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [64] H. Razik, A. Abed, and A. Rezzoug, “Un modèle du moteur asynchrone à cage dédié la simulation et au diagnostic,” *RIGE*, vol. 6, no. 3–4, pp. 325–350, 2003.
- [65] R. Abdelli, “ Perturbations singulières appliquées au modèles de machine asynchrone avec défauts au stator et au rotor ,” Doctoral dissertation, Alger, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [66] H. Talhaoui, “Controle par mode glissant d’une machine asynchrone en tenant compte des défauts,” Faculté des sciences et de la technologie UMKBiskra, Doctoral dissertation, 2011.
- [67] M. Dabo, “Commande prédictive généralisée non linéaire à temps continu des systèmes complexes,” Doctoral dissertation, Université de Rouen, 2010.
- [68] L. Magni, G. De Nicolao, R. Scattolini, and F. Allgöwer, “ROBUST RECEDING HORIZON CONTROL FOR NONLINEAR DISCRETE-TIME SYSTEMS,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 35, no. 1, pp. 403–408, 2002, doi: 10.3182/20020721-6-ES-1901.01053.

Bibliographie

- [69] L. Magni, H. Nijmeijer, and A. J. van der Schaft, “A receding-horizon approach to the nonlinear H_∞ control problem,” *Automatica*, vol. 37, no. 3, pp. 429–435, Mar. 2001, doi: 10.1016/S0005-1098(00)00166-7.
- [70] J. H. Park and K. D. Kim, “Biped robot walking using gravity-compensated inverted pendulum mode and computed torque control,” in *Proceedings. 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation (Cat. No.98CH36146)*, IEEE, pp. 3528–3533. doi: 10.1109/ROBOT.1998.680985.
- [71] Vrancic. D. and Hanus. R. Peng. Y, “Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers,” *IEEE Control Syst*, vol. 16, no. 4, pp. 48–57, Aug, 1996.
- [72] V. Peterka, “Predictor-based self-tuning control,” *Automatica*, vol. 20, no. 1, pp. 39–50, Jan. 1984, doi: 10.1016/0005-1098(84)90063-3.
- [73] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, “Numerical Recipes (Cambridge,” 1992, *Cambridge Univ. Press*.
- [74] S. Piche, B. Sayyar-Rodsari, D. Johnson, and M. Gerules, “Nonlinear model predictive control using neural networks,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 20, no. 3, pp. 53–62, 2000.
- [75] D. M. Prett and R. D. Gillette, “Optimization and constrained multivariable control of a catalytic cracking unit,” in *Joint automatic control conference*, 1980, p. 73.
- [76] J. Richalet, “Algorithmic control of industrial processes,” *Proc. of the 4th IFAC Sympo. on Identification and System Parameter Estimation*, pp. 1119–1167, 1976.
- [77] G. Hafidi, “Application de la commande prédictive non-linéaire à la commande de culture de bactéries *Escherichia coli*,” Doctoral dissertation, Université Paris Sud-Paris XI, 2008.
- [78] R. Kennel, J. Rodriguez, J. Espinoza, and M. Trincado, “High performance speed control methods for electrical machines: An assessment,” in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, IEEE, Mar. 2010, pp. 1793–1799. doi: 10.1109/ICIT.2010.5472503.
- [79] D. M. Prett and R. D. Gillette, “Optimization and constrained multivariable control of a catalytic cracking unit,” in *Joint automatic control conference*, 1980.
- [80] Md. Habibullah, D. D.-C. Lu, D. Xiao, and M. F. Rahman, “A Simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive,” *IEEE Transactions on*

Bibliographie

- Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3964–3975, Jun. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2519327.
- [81] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodriguez, and R. M. Kennel, “Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods,” *IEEE Trans. Industr. Inform.*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, Jun. 2015, doi: 10.1109/TII.2015.2423154.
- [82] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, “High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 812–820, Feb. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2158778.
- [83] Md. Habibullah and D. D.-C. Lu, “A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, Nov. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2442525.