



HAL
open science

Diagnostic des systèmes de production de l'énergie Hybride Générateur/Mode moteur

Habachi Bilal

► **To cite this version:**

Habachi Bilal. Diagnostic des systèmes de production de l'énergie Hybride Générateur/Mode moteur. Autre. Université Pascal Paoli; Université Nord (Antsiranana), 2022. Français. NNT: 2022CORT0010 . tel-04048634

HAL Id: tel-04048634

<https://theses.hal.science/tel-04048634>

Submitted on 28 Mar 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



UNIVERSITE DE CORSE-PASCAL PAOLI
ECOLE DOCTORALE ENVIRONNEMENT ET SOCIETE



UNIVERSITE D'ANTSIRANANA
ECOLE DOCTORALE THEMATIQUE ENERGIE
RENOUVELABLE ET ENVIRONNEMENT

Thèse en Convention de Cotutelle Internationale
présenté pour l'obtention du grade de
DOCTEUR EN AUTOMATIQUE, SIGNAL, PRODUCTIQUE,
ROBOTIQUE

Mention : Génie informatique, automatique et traitement du signal
(Université de Corse)

DOCTEUR EN GENIE ELECTRIQUE
Mention : Génie électrique (Université d'Antsiranana)

Soutenue publiquement par :

Habachi BILAL

le 21 octobre 2022 à 10h00

Diagnostic des systèmes de production de l'énergie
Hybride Générateur/Mode moteur

Directeurs :

Nicolas HERAUD, DR-HDR, Université de Corse Pascal Paoli
Eric Jean Roy SAMBATRA, DR-HDR, IST-D d'Antsiranana

Co-encadrant :

Jean-Marie RAZAFIMAHENINA, Professeur Titulaire, Université d'Antsiranana

Rapporteurs :

Dominique SAUTER, Professeur, Université de Lorraine
José ANDRIAMAMPIANINA, Professeur Titulaire, IST-A d'Antananarivo

Jury :

Dominique SAUTER, Professeur, Université de Lorraine
José ANDRIAMAMPIANINA, Professeur Titulaire, IST-A d'Antananarivo
Nicolas HERAUD, DR-HDR, Université de Corse Pascal Paoli
Eric Jean Roy SAMBATRA, DR-HDR, IST-D d'Antsiranana
Jean-Marie RAZAFIMAHENINA, Professeur Titulaire, Université d'Antsiranana
Nirinarison Jean RAZAFINJAKA, Professeur, Université d'Antsiranana
Olaf MALASSE, DR, Grande Ecole Arts et Métiers ParisTech
Christian CRISTOFARI, Professeur, Université de Corse Pascal Paoli

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été effectués à l'Ecole Doctorale « Environnement et Société » de l'Université de Corse Pasquale Paoli au Laboratoire (Sciences Pour l'Environnement) SPE-UMR CNRS 6134, au sein de l'équipe (Energies Renouvelables) ENR et à l'Ecole Doctorale Thématique « Energies Renouvelables et Environnements » au sein du Laboratoire des Machines Electriques de l'Université d'Antsiranana.

Je tiens à remercier le Professeur Paul-Antoine SANTONI, Directeur du Laboratoire SPE-UMR CNRS 6134, pour m'avoir accueilli. Je remercie également le Professeur Christian CRISTOFARI, responsable de l'équipe Energies Renouvelables (ENR).

Je remercie très sincèrement le professeur Alain MUSELLI, Directeur de l'Ecole Doctorale (ED) de l'Université de Corse, le Dr. David MOUNGAR, responsable de l'ED et de la Formation Doctorale ainsi que Anna SAVOSSIOUK, responsable de la Logistique de l'ED, pour m'avoir épaulé tout au long de mon cursus comme doctorant.

À mes encadrants directs, Nicolas HERAUD et Eric Jean Roy SAMBATRA, j'exprime ma profonde gratitude et ma reconnaissance pour l'aide qu'ils m'ont apportée tout au long de ce travail ainsi que pour leur soutien dans la rédaction de mon mémoire. Je remercie aussi Jean-Marie RAZAFIMAHENINA, Professeur Titulaire à l'ESPA de l'Université Nord d'Antsiranana et à l'IST-D, pour avoir accepté d'être parmi mes encadrants durant ces cinq années de thèse.

Je remercie Dominique SAUTER, Professeur à l'Université de Lorraine et José ANDRIAMAMPIANINA, Professeur Titulaire à l'IST-A d'Antananarivo, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'être les rapporteurs de ma thèse.

Je remercie aussi Nirinarison Jean RAZAFINJAKA, Professeur à l'ESPA de l'Université Nord d'Antsiranana, Olaf MALASSE, Maître de Conférences à l'Ecole des Arts et Métiers ParisTech et Christian CRISTOFARI, Professeur à l'Université de Corse Pascal Paoli pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et leur participation en qualité d'examineur de jury.

Je remercie le Gouvernement Français, la collectivité Territoriale de Corse, le CNRS et l'Université de Corse, pour m'avoir permis de bénéficier d'un financement.

Je remercie aussi Campus France, l'Ambassade de France à Madagascar, le Directeur de l'IST-D et Eric Jean Roy SAMBATRA, pour m'avoir aidé dans les démarches administratives pour l'obtention de mon visa « talent ».

Je remercie également Blaise RAVELO, Professeur Titulaire, à l'Université des Sciences et Technologies de l'Information de Nanjing, Chine, pour ses nombreux conseils.

Durant mes séjours à Corte et Antsiranana, j'ai particulièrement apprécié la disponibilité, la sympathie et la compétence des membres administratifs et techniques des laboratoires des deux établissements qui ont toujours su répondre présent à mes nombreuses sollicitations et je les en remercie.

Je ne saurais enfin oublier les docteurs et futurs docteurs des laboratoires qui, durant ces années, ont entretenu une très bonne ambiance et ont fait preuve de solidarité. Je souhaite à mes amis doctorants, le succès dans leurs recherches ainsi que dans leur vie professionnelle.

Ces remerciements ne peuvent s'achever, sans une pensée pour mes parents, mes soeurs et mes frères, qui depuis de si longues années, m'ont encouragé et soutenu dans la poursuite de mes cursus universitaires.

Mon dernier remerciement s'adresse à ma fiancée, Marie Cécile RAZAFINDRAVAO, pour sa patience et pour m'avoir encouragé et soutenu dans l'accomplissement de cette thèse.

Contextes et objectifs

La performance dans une société industrielle repose sur la bonne gouvernance, mais aussi sur une sûreté de fonctionnement efficiente des unités de système de production. La surveillance de ces systèmes de production nécessite des outils performants pour un suivi rigoureux. Sachant que ce dernier doit être capable de réagir plus vite que l'aggravation nuisible des défauts. Les dispositifs de diagnostic associés doivent permettre de prendre des décisions fiables afin d'entreprendre des actions efficaces.

Avec l'épuisement imminent des ressources fossiles mais aussi des préoccupations mondiales sur le réchauffement climatique, le recours aux sources renouvelables peut pallier ces problématiques. Sur la plupart des éoliennes, la production de l'énergie électrique est issue d'une machine à double alimentation. C'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné. Cette machine, grâce à l'introduction des convertisseurs de puissance améliore le rendement de l'énergie produite.

La machine asynchrone à rotor bobiné devient de plus en plus utilisée dans les éoliennes. Le but de cette thèse est de mettre au point une ou plusieurs approches de détection des défauts pouvant survenir dans le système de production de l'énergie électrique. Vu, les différents types de défaut qui peuvent surgir dans des systèmes de production des énergies électriques, pour le cas de cette étude, le défaut considéré est le court-circuit entre spires sur un enroulement statorique d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) à rotor bobiné. Afin d'arriver à cet objectif, les différentes étapes d'étude dans ce manuscrit seront :

1. Généralités sur l'état de l'art de la MADA de ses défauts, des techniques de surveillance, de détection de défaut et des approches du diagnostic,
2. Etude théorique et validation du modèle par des données réelles de la MADA issues de la mesure des courants sur les enroulements statoriques,
3. Exploitation du signal vibratoire et analyse fréquentielle de celui-ci,
4. Exploitation des formes géométriques des courants (étude théorique et expérimentale), afin d'obtenir de nouvelles approches de détection de défaut.

Pour simuler le fonctionnement de la MADA, l'environnement Matlab est utilisé. Un banc d'essai permet de valider les approches proposées.

Résumé

La sophistication et la multiplication des systèmes de production de l'énergie électrique de nos jours, caractérisent les évolutions technologiques ainsi que celles des sociétés humaines. L'énergie électrique provenant des systèmes de production est un facteur essentiel pour le développement et l'amélioration des conditions de vie et des activités industrielles. Dans les systèmes de production de l'énergie électrique, comme dans le domaine des entraînements électriques, pouvant fonctionner à vitesse variable, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) occupe de plus en plus de place. Cette machine est particulièrement appréciée car elle offre des avantages par rapport aux autres types de machines électriques comme la fiabilité, la robustesse et un coût moins élevé. C'est ce type de machine qui est monté dans la plupart des éoliennes actuelles.

Cependant, malgré les avantages de cette machine, elle n'est pas à l'abri de défaillances. Ces dernières, les plus courantes, sont répertoriées comme suit : a) le court-circuit sur les enroulements statoriques et rotoriques, b) les cassures des barres du rotor, c) les défauts des roulements, d) les défauts d'excentricité de l'entre fer. Dans le cadre de la maintenance, ces types de défauts doivent être détectés à l'état naissant et être localisés, car ils risquent d'engendrer des coûts de maintenance élevés, des arrêts de production et des dégradations importantes du système.

Le diagnostic d'un tel système incite les laboratoires de recherches aussi bien industriels que académiques, à mettre au point des dispositifs de surveillance performants. Plusieurs méthodes ont été étudiées dans ce domaine, afin de pouvoir réagir au plus vite et éviter une aggravation nuisible des défauts. Le but, étant d'assurer le fonctionnement du système, la production de l'énergie électrique et la diminution des coûts de maintenance. Ces études sont toujours d'actualité dans les différents centres de recherches.

Ce manuscrit de thèse présente de nouvelles méthodologies de diagnostic de défauts de court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique d'une MADA. Ces approches peuvent être développées à base d'un modèle ou issues des évolutions des amplitudes des composantes en harmoniques du signal vibratoire ou encore provenant de l'analyse des grandeurs caractéristiques de la forme géométrique des courants suivant les taux de court-circuit. Les grandeurs physiques exploitées sont les vibrations (seulement pour le cas expérimental) et les courants (cas théorique et expérimental). L'exploitation des méthodes présentées recourent à des techniques classiques comme la Transformée de Fourier (T.F) et l'Approche Vectorielle de Park (AVP). La T.F est utilisée afin d'observer l'évolution spectrale des harmoniques et plus particulièrement de leur amplitude. Ensuite, l'AVP est utilisée pour exploiter les grandeurs caractéristiques de la forme géométrique des courants. La MADA est modélisée analytiquement par le modèle des circuits à couplages multiples. Les approches proposées dans ce travail ont été simulées sur Matlab, puis validées sur un dispositif réel exploitant une machine asynchrone à rotor bobiné de 0,3kW. La MADA étudiée peut présenter un taux de court-circuit entre spires de 2,5%, 5%, 10%, 20%, 30% à 40% sur une phase (phase A).

Abstract

Nowadays, the sophistication and the multiplication of electrical power systems, characterize technological and human society evolutions. Electrical energy from production systems is an essential factor for the development and improvement of living conditions and industrial activities. In electric power systems, as in the field of electric drives, which can be operated at variable speed, the Doubly Fed Induction machine (DFIM) occupies more and more space. This machine is particularly appreciated because it offers advantages over other types of electric machines such as reliability, robustness and lower cost. It is this type of machine that is used in most current wind turbines.

However, despite the advantages of this machine, it is not immune to failures. The most common ones are listed as follows: a) short circuit on stator and rotor windings, b) rotor bar breaks, c) bearing faults, d) eccentricity faults of the iron gap. In the case of maintenance, these types of defects must be detected in their early stages and located, because they can lead to high maintenance costs, production downtime and significant degradation.

The diagnosis of such system encourages researches in laboratories, both industrial and academic, to develop effective monitoring devices. Many methods have been studied in this field, in order to be able to react as soon as possible and to avoid a harmful aggravation of defects. The aim is to ensure operation of the system, production of electrical energy and reduction of maintenance costs. These studies are still ongoing in the various research centers.

This manuscript presents new methodologies to diagnose short circuit faults between turns in stator winding of a DFIM. These developed approaches are based on a model or from amplitudes of harmonic components of vibratory signal or from characteristics of geometric shape of currents according to short-circuit rates. The analyzed signals are vibrations (only for experimental case) and currents (theoretical and experimental cases). The presented methods use classical techniques such as the Fourier Transform (FT) and the Park Vector Approach (PVA). The FT is used to observe the spectral evolution of the harmonics and more particularly of their amplitude. Then, PVA is used to exploit characteristics of geometrical shape of currents. The DFIM is analytically modeled by multi-coupled circuit model. In this work, the proposed approaches were simulated on Matlab environment and validated on a real device using a 0.3kW wound rotor asynchronous machine (DFIM). The studied DFIM can be configured with a short circuit rate between turns of 2.5%, 5%, 10%, 20%, 30% to 40% on one phase (phase A).

Listes des publications

Les résultats présentés dans ce manuscrit ont été publiés dans des revues et des conférences internationales.

Articles dans des revues internationales avec comité de lecture :

1. H., Bilal, E.J.R., Sambatra, N., Heraud, J.M., Razafimahenina, & S., Dyagileva, "Detection of Inter-Turn Short-Circuit on a Doubly Fed Induction Machine with D-Q Axis Representation - Application to Different Power Levels," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 95, 23-40, 2022. doi: 10.2528/PIERB22011207
2. H., Bilal, N., Heraud, E.J.R., Sambatra, An Experimental "Approach for Detection and Quantification of Short-Circuit on a Doubly Fed Induction Machine (DFIM) Windings," *Springer, Journal of Control, Automation and Electrical Systems* (mai 2021). doi: 10.1007/s40313-021-00733-w

Articles dans des conférences internationales avec comité de lecture :

1. H., Bilal, E.J.R., Sambatra, N., Heraud, J.M., Razafimahenina, "Comparison of quadrature currents and vibration signal to detect inter-turn short circuit on a Doubly Fed Induction Machine (DFIM)", *IEEE, In 2021 62nd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 2021, pp. 1-6. doi: 10.1109/RTUCON53541.2021.9711678.
2. H., Bilal, N., Heraud, E.J.R., Sambatra, "Detection of inter-turn short-circuit on a Doubly Fed Induction Machine with D-Q axis representation," *IEEE, In 2020 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 2020, pp. 1-4. doi: 10.1109/RTUCON51174.2020.9316591,
3. T. D., Razafimahefa, H., Bilal, N., Heraud and E. J. R., Sambatra, "Experimental and analytical approaches for investigating low-level inter-turn winding faults in induction machine," *IEEE, In 2019 4th Conference on Control and Fault Tolerant Systems (SysTol)*, 2019, pp. 135-140. doi: 10.1109/SYSTOL.2019.8864786.

Table des matières

Remerciements	i
Contextes et objectifs	iii
Résumé	iv
Abstract	v
Listes des publications	vi
Table des figures	xi
Liste des tableaux	xiv
Abréviations et acronymes	xv
Introduction générale	1
1 ETAT DE L'ART	4
1.1 Etat de l'art des défauts sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) à rotor bobiné et des outils de diagnostic	4
1.1.1 Introduction	4
1.2 Généralités sur les MADA	5
1.2.1 Constitution de la MADA à rotor bobiné	5
1.2.2 Convertisseur matriciel AC-AC	7
1.3 Fonctionnement de la MADA à rotor bobiné	8
1.3.1 Fonctionnement en hypo-synchrone, mode moteur	9
1.3.2 Fonctionnement en hyper-synchrone, mode moteur	9
1.3.3 Fonctionnement en hypo-synchrone, mode générateur	9
1.3.4 Fonctionnement en hyper-synchrone, mode générateur	10
1.4 Etat de l'art des défauts pouvant survenir dans la MADA à rotor bobiné	11
1.4.1 Défauts de la MADA à rotor bobiné	11
1.4.1.1 Les différents types de défauts trouvés dans la MARB	11
1.4.1.1.a Cassure ou fissure des barres de rotor	12
1.4.1.1.b Défaut de structure d'un roulement à bille	13
1.4.1.1.c Défaut dans l'excentricité de l'entre fer	14
1.4.1.1.d Défaut statorique dans la MARB	15
1.5 Différentes approches de la modélisation de la MADA	16
1.5.1 Modélisation à partir des Circuits à Couplages Multiples (CCM)	16
1.5.2 Modélisation à partir de Circuit Magnétique Equivalent	17
1.5.3 Modélisation à partir de la méthode des éléments finis (FEM) .	18

1.6	Techniques de surveillance de l'état de la machine asynchrone	19
1.6.1	Surveillance basée sur l'analyse spectrale	19
1.6.2	Surveillance basée sur des modèles	20
1.6.3	Surveillance basée sur des données	20
1.7	Les techniques de détection de défauts dans une machine électrique MADA	21
1.7.1	Les différentes techniques d'extraction pour l'analyse des défauts dans une machine asynchrone	21
1.7.1.1	Techniques liées à la démodulation	21
1.7.1.1.a	Techniques mono-dimensionnelles	21
1.7.1.1.b	Techniques multidimensionnelles	23
1.8	Les Différentes approches dans le cadre du diagnostic	26
1.9	Conclusion	27
	Bibliographie	28
2	MODELISATION DE LA MADA EN MODE MOTEUR	39
2.1	Introduction	39
2.2	Modèle analytique de la MADA	40
2.2.1	Hypothèse de la modélisation	40
2.2.2	Modèle de la MADA en mode sain	40
2.2.2.1	Equations électriques dans le cas d'un fonctionnement sain	40
2.2.2.2	Equations mécaniques du rotor	42
2.2.2.3	Ecriture des diverses matrices utilisées pour la modé- lisation	43
2.2.2.4	Ecriture de la modélisation dans le repère tournant di- phasé (d-q)	46
2.2.3	Modèle de la MADA en présence du défaut de court-circuit entre spires	47
2.2.3.1	Introduction	47
2.2.4	Modèle dynamique de la MADA en présence d'un défaut de court-circuit entre spires	48
2.2.4.1	Préambule	48
2.2.4.2	Ecriture du modèle dynamique de la MADA étudiée en présence du défaut de court-circuit entre spires . . .	48
2.2.4.3	Hypothèses pour la modélisation de la MADA en dé- faut de court-circuit	49
2.2.4.4	Modélisation du défaut par le couple électromagnétique	49
2.2.4.5	Ecriture dans le repère diphasé (d-q) du modèle du défaut en court-circuit entre spires de la MADA	52
2.2.5	Résultats de la simulation suivant le modèle de la machine asyn- chrone à rotor bobiné - mode sain	53
2.2.5.1	Les courants sur l'enroulement du stator (I_{sA} , I_{sB} et I_{sC})	53
2.2.5.2	Les courants sur l'enroulement du rotor (I_{ra} , I_{rb} et I_{rc})	54
2.2.5.3	Vitesse de rotation (Ω_r) et couple électromagnétique (C_e) de la MADA	55
2.2.6	Représentation de la partie expérimentale	56
2.2.6.1	Présentation du banc d'essai expérimental	56
2.2.6.1.a	Courants de la MADA en mode sain, cas expé- rimental	58

2.2.6.2	Taux de distorsion harmonique des courant (TDH_i) . . .	59
2.2.6.3	Comparaison des courants dans le cas sain à partir des résultats de la simulation et de la mesure	60
2.2.7	Résultats obtenus sur la MADA en présence d'un défaut de court-circuit au niveau du stator	61
2.2.7.1	Courants mesurés et simulés de la MADA en présence de défauts	61
2.2.7.1.a	Cas de 2,5% de spires en court-circuit (scc) . . .	61
2.2.7.1.b	Cas de 5% de spires en court-circuit	63
2.2.7.1.c	Cas de 10% de spires en court-circuit	64
2.2.7.1.d	Cas de 20% de spires en court-circuit	65
2.2.7.1.e	Cas de 30% de spires en court-circuit	67
2.2.7.1.f	Cas de 40% de spires en court-circuit	68
2.2.7.2	Taux de distorsion harmonique sur les courants en cas de défaut de court-circuit entre spires (TDH_i)	69
2.3	Conclusion	70
	Bibliographie	71
3	DETECTION DU DEFAUT DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES DANS LA MADA PAR L'ANALYSE DU SIGNAL VIBRATOIRE	73
3.1	Introduction	73
3.2	Les différentes sources de vibration dans une machine électrique	75
3.2.1	Sources mécaniques	75
3.2.2	Sources électromagnétiques	75
3.3	Traitement des signaux vibratoires	77
3.3.1	Approches liées à l'analyse vibratoire d'une machine électrique pour la détection de défaut	77
3.3.2	Transformée de Fourier	79
3.4	Présentation du banc d'essai	80
3.5	Analyses des signaux : mode sain et mode défaillant	81
3.5.1	Mode sain	81
3.5.2	Mode défaillant : 2,5% de spires en court-circuit	82
3.5.3	Mode défaillant : 5% de spires en court-circuit	84
3.5.4	Mode défaillant : 10% de spires en court-circuit	85
3.5.5	Mode défaillant : 20% de spires en court-circuit	86
3.5.6	Mode défaillant : 30% de spires en court-circuit	87
3.6	Détection du taux de court-circuit à partir de l'analyse fréquentielle	88
3.7	Applications dans la détection du défaut de court-circuit	90
3.8	Conclusion	93
	Bibliographie	94
4	DETECTION DE DEFAUT DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES DANS LA MADA PAR L'APPROCHE ELLIPTIQUE	98
4.1	Introduction	98
4.2	Modèle par l'Approche Vectorielle de Park (AVP)	101
4.3	La forme géométrique des courants dans le cas sain et le cas défectueux	102
4.3.1	Cas des courants sans défaut	102
4.3.2	Cas de 2,5% de scc (20 spires)	103
4.3.3	Cas de 5% de scc (40 spires)	103
4.3.4	Cas de 10% de scc (80 spires)	104

4.3.5	Cas de 20% de scc (160 spires)	105
4.3.6	Cas de 30% de scc (240 spires)	105
4.3.7	Cas de 40% de scc (320 spires)	106
4.4	Introduction à la définition des paramètres de l'ellipse	107
4.5	Détermination des taux de spires en court-circuit à partir des ellipses	109
4.5.1	Présentation de l'approche à la fréquence d'échantillonnage de 20kHz (Bilal et al., 2021)	109
4.5.2	Expressions des paramètres des ellipses à la fréquence d'échantillonnage de 20kHz (Bilal et al., 2021)	111
4.5.3	Présentation de la méthode précédente pour 1kHz (Bilal et al., 2020)	112
4.6	Présentation du calcul de la surface des ellipses $S(n_{scc})$	117
4.7	Présentation du calcul du périmètre des ellipses $P(n_{scc})$	118
4.8	Utilisation des différentes approches elliptiques dans la détection et la quantification du défaut de court-circuit	120
4.8.1	Détection du défaut exploitant la forme elliptique des courants	120
4.8.2	Précisions des différentes approches elliptiques	123
4.9	Conclusion	123
	Bibliographie	125
	Conclusion	130
	Annexes	133

Table des figures

1	Part des renouvelables dans la production mondiale d'électricité en 2016 (Source : International Energy Agency)	2
1.1	Structure de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimenta- tion : Stator et Rotor (Poitiers, 2003)	6
1.2	MADA avec convertisseur indirect de fréquence AC-DC-AC au rotor . .	6
1.3	MADA avec un convertisseur direct AC-AC au rotor	7
1.4	MADA en mode moteur hypo-synchrone	9
1.5	MADA en mode moteur hyper-synchrone	9
1.6	MADA en mode générateur hypo-synchrone	10
1.7	MADA en mode générateur hyper-synchrone	10
1.8	Répartition des défauts du moteur asynchrone (Singh et al., 2003) .	12
1.9	Structure de roulements à billes (Razik, 2002)	13
1.10	Les différents types d'excentricités dans la machine asynchrone (Trachi, 2017)	14
1.11	Court-circuit sur la phase « A » (Razik, 2002)	15
1.12	Différents types de défauts de courts-circuits (Razik, 2002)	15
1.13	Démodulateur synchrone	22
1.14	Illustration des conditions du théorème de Bedrosian (El Bouchikhi et al., 2014)	23
1.15	Démodulation multidimensionnelle (El Bouchikhi et al., 2015) . . .	24
1.16	Les différentes méthodes de diagnostic dans une machine électrique tournante	26
2.1	Schéma électrique équivalent de la MADA	40
2.2	Présentation du défaut de court-circuit sur la Phase A du stator de la MADA	48
2.3	Courants statoriques, mode sain I_{sA} , I_{sB} et I_{sC}	53
2.4	Zoom des courants statoriques en mode sain, partie stable	54
2.5	Courants rotoriques, mode sain (I_{ra} , I_{rb} et I_{rc})	55
2.6	Vitesse de rotation de la MADA	55
2.7	Couple électromagnétique de la MADA	56
2.8	Banc d'essai expérimental	57
2.9	Système d'acquisition	57
2.10	Courants statoriques phase A, B et C	58
2.11	Zoom des courants statoriques phase A, B et C	59
2.12	Comparaison des courants en mode sain : mesurés (rouge) et estimés (bleu)	60
2.13	Résidus des courants dans le cas	61

2.14	Comparaison des courants en cas défaut : mesure (rouge) et la modélisation (bleu)	62
2.15	Résidus des courants dans le cas de 2,5% de scc	62
2.16	Comparaison des courants en cas défaut : mesure (rouge) et la modélisation (bleu)	63
2.17	Résidus des courants en cas de 5% de scc	63
2.18	Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)	64
2.19	Résidus des courants en cas de 10% de scc	65
2.20	Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et les estimés (bleu)	66
2.21	Résidus des courants dans le cas de 10% de scc	66
2.22	Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)	67
2.23	Résidus des courants dans le cas de 30% de scc	67
2.24	Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)	69
2.25	Résidus des courants dans le cas de 10% de scc	69
3.1	Les principaux facteurs mécaniques d'excentricité de l'entrefer	76
3.2	Montage expérimental pour la détection des signaux de vibration dans la MADA	80
3.3	Mode opératoire d'acquisition des vibrations de la MADA	80
3.4	Représentation temporelle - mode sain	81
3.5	Analyse fréquentielle - mode sain	82
3.6	Représentation temporelle à 2,5% de scc	83
3.7	Analyse fréquentielle - cas 2,5% de scc	83
3.8	Représentation temporelle à 5% de scc	84
3.9	Analyse fréquentielle - cas 5% de scc	84
3.10	Représentation temporelle à 10% de scc	85
3.11	Analyse fréquentielle - cas 10% de scc	86
3.12	Représentation temporelle à 20% de scc	86
3.13	Analyse fréquentielle - cas 20% de scc	87
3.14	Représentation temporelle à 30% de scc	88
3.15	Analyse fréquentielle - cas 30% de scc	88
3.16	Amplitudes en fonction du taux de scc	89
3.17	Modèle linéaire de l'amplitude - 50Hz	89
3.18	Modèle linéaire de l'amplitude - 150Hz	90
3.19	Projection de U_1 à 40% de scc	91
3.20	Projection de U_2 à 40% de scc	91
3.21	Analyse fréquentielle - cas 40% de scc	92
4.1	Forme géométrique des courants : cas sain	102
4.2	Forme géométrique des courants cas de 2,5% de scc	103
4.3	Forme géométrique des courants : cas de 5% de scc	104
4.4	Forme géométrique des courants : cas de 10% de scc	104
4.5	Forme géométrique des courants : cas de 20% de scc	105
4.6	Forme géométrique des courants cas de 30% de scc	106
4.7	Forme géométrique des courants : cas de 40% de scc	106

4.8	Illustration des paramètres de l'ellipse issue de la transformation de Park qui caractérisent l'évolution du défaut	107
4.9	Mesure et Simulation de I_{G_a}	110
4.10	Mesure et Simulation de I_{P_a}	110
4.11	Mesure et Simulation de ϕ	111
4.12	Forme géométrique des courants : cas de 5% de scc	112
4.13	Forme géométrique des courants : cas de 10% de scc	113
4.14	Forme géométrique des courants : cas de 20% de scc	113
4.15	Forme géométrique des courants : cas de 30% de scc	113
4.16	Mesure et Simulation de I_{G_a}	114
4.17	Mesure et Simulation de I_{P_a}	115
4.18	Mesure et Simulation de ϕ	116
4.19	Surface d'une ellipse	117
4.20	Mesure et simulation : $S(n_{scc})$	118
4.21	Mesure et simulation : $P(n_{scc})$	119

Liste des tableaux

2.1	Caractéristiques du capteur de courant ACS712	57
2.2	Caractéristiques du capteur de courant ACS712	57
2.3	Taux de distorsion harmonique des trois courants	59
2.4	Moyennes et variances des résidus cas sain	61
2.5	Moyennes et variances des résidus cas 2,5% scc	62
2.6	Moyennes et variances des résidus cas 5% scc	64
2.7	Moyennes et variances des résidus cas 10% scc	65
2.8	Moyennes et variances des résidus cas 20% scc	66
2.9	Moyennes et variances des résidus cas 30% scc	68
2.10	Moyennes et variances des résidus cas 40% scc	68
2.11	TDH_i des trois courants en présence de défaut de court-circuit	70
3.1	Spécifications techniques du capteur de vibration 810S	80
3.2	Amplitudes des trois fréquences	82
3.3	Amplitudes des trois fréquences - cas 2,5% scc	83
3.4	Amplitudes des trois fréquences - cas 5% scc	85
3.5	Amplitudes des trois fréquences - cas 10% de scc	86
3.6	Amplitudes des trois fréquences - cas 20% de scc	87
3.7	Amplitudes des trois fréquences - cas 30% de scc	88
3.8	Calcul des deux amplitudes à 40% de scc	91
3.9	Précision de la détection suivant les deux approches	92
4.1	Valeurs des paramètres I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ	110
4.2	Valeurs des six constantes $C_{1,\dots,6}$ identifiées par la méthode des moindres carrés	111
4.3	Valeurs elliptiques de I_{Ga} : mesure et modélisation	114
4.4	Valeurs elliptiques de I_{Pa} : mesure et modélisation	115
4.5	Valeurs elliptiques de ϕ : mesure et modélisation	115
4.6	Valeurs des six constantes $C'_{1,\dots,6}$ issues de l'optimisation par les moindres carrés	116
4.7	Valeurs elliptiques de $S(n_{scc})$	117
4.8	Valeurs des deux constantes $C''_{1,2}$	118
4.9	Périmètres des ellipses P_{R2}	119
4.10	Valeurs des deux constantes $C''_{3,4}$	120
4.11	Détection de spires en court-circuit à partir d'une ellipse - courants mesurés	121
4.12	Détection de spires en court-circuit à partir d'une ellipse - courants simulés	122
4.13	Précision de la détection suivant les différentes approches	123
14	Caractéristiques de la MADA	133

Abréviations et acronymes

IST	Institut Supérieur de Technologie
REN21	Renewable Energy Policy Network for 21st Century
ENR	ENergies Renouvelables
GW	Gigat Watt
COP21	21 ^e Conference Of the Parties
PV	Photo Voltaïque
EDF	Electricité De France
SPE	Sciences Pour l'Environnement
UMR	Unité Mixte de Recherche
CNRS	Centre National de Recherche Scientifique
CEE	Conversion de l'Energie Electrique
RETI	Réseau d'Excellence des Territoires Insulaires
GADA	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
AC	Alternative Current
DC	Direct Current
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MARB	Moteur Asynchrone à Rotor Bobiné
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DFIM	Doubly Fed Induction Motor
MC	Matrix Converter
BV	Boîte de Vitesse
SCR	Silicon Controlled Rectifier
PSMS	Permanent Magnet Synchronous Motors
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
EPRI	Electric Power Research Institute
CCM	Circuits à Couplages Multiples
ITSC	Inter-Turn Short-Circuit
CEM	Circuit Magnetique Equivalent
FEM	Finite Element Method
AI	Amplitude Instantanée
FI	Fréquence Instantanée
TEO	Teager Energy Operator
ESA	Energy Separation Algorithm
TH	Transformée d'Hilbert
PSD	Power Spectral Density

FT	Fourier Transform
ACP	Analyse en Composante Principales
IA	Intelligence Artificielle
ML	Machine Learning
DL	Deep Learning
PFD	Principe Fondamental de la Dynamique
V	Volt
A	Ampère
ACS	Alternative Current Sensor
NI	National Instrument
TF	Transformée de Fourier
TOC	Transformée en Ondelettes Continu
SVM	Support Vector Machine
HOS	Higher Order Statistical
AVP	Approche Vectorielle de Park
AFB	Approche par Fonction de Bobinage

Introduction générale

Depuis plusieurs années, la relation entre l'homme et l'énergie électrique s'opèrent dans un environnement complexe.

En revenant en arrière dans les années 70 et 80, la crise pétrolière et le mouvement anti-nucléaire ont donné un grand intérêt pour la filière éolienne. Mais avant que l'énergie éolienne prennent de l'ampleur dans l'économie mondiale, le pétrole d'où son surnom « l'or noir » reste le vecteur énergétique majeur dans des processus de production industrielle et de transport. Cependant, la situation géopolitique du moyen orient, la défaite des pays Arabes dans la guerre face à Israël en 1973 et la guerre Irak-Iran en 1979, a conduit à une augmentation sans précédent du prix du baril par les pays producteurs. Pour contrer cette augmentation du prix du baril, l'idée est de promouvoir les énergies alternatives renouvelables.

Aujourd'hui, les énergies renouvelables font l'actualité dans le monde. D'après REN21 (Renewable Energy Policy Network for the 21st Century) publié le 04 Juin 2018, une capacité de production en ENR (énergies renouvelables) de 178 GW est installée dans le monde avec une progression de 9% par an. La crise climatique pousse encore d'avantage à recourir aux énergies renouvelables (COP21).

Jusqu'à maintenant la plupart des pays dans le monde s'approvisionnent à partir des sources d'énergie à base d'hydrocarbure. Par exemple, Madagascar dépend de cette source d'énergie pour ravitailler ses secteurs énergétiques ; la Corse fait de même, mais néanmoins intègre dans sa production, un pourcentage significatif d'ENR et depuis quelques années, elle bénéficie d'une transition énergétique relative à la loi du 17 Août 2015 qui vise comme objectif de porter la part des ENR à 23% de la consommation finale brute d'énergie en 2020 et 32% en 2030.

La dépendance énergétique est une contrainte pour un pays car sa demande en énergie sanctionne les améliorations des conditions de vie dans la société et son développement. De ce fait, beaucoup de pays qui se trouvent dans cette situation et dont les villages sont éloignés de la ville ou du centre-ville, ne peuvent bénéficier que d'une électrification se faisant par une production décentralisée gourmande en hydrocarbure. Par conséquent, la production décentralisée nécessite un financement plus important.

Pour sortir de cette spirale, l'idée est d'exploiter les ressources énergétiques inépuisables de la nôtre planète, telles que : l'eau, le vent, le soleil, etc. Aujourd'hui les écosystèmes sont menacés et nos vies sont potentiellement en danger. Pour cela, la meilleure issue face à tous ces problèmes est la mise en place d'une transition énergétique vers l'utilisation des énergies alternatives.

Les énergies alternatives ou renouvelables sont variées et nous pouvons citer :

- l'éolien,
- l'hydroélectrique ou l'hydraulique,
- la marémotrice,
- le solaire,
- la géothermie

Parmi ces énergies alternatives, l'hydraulique est la plus utilisée dans le monde avec une production mondiale d'électricité de 16,6% suivi de l'éolien qui avoisine les 4% de la production. Ensuite, la Bioénergie qui représente 2% de production, le solaire PV 1,5% et les autres énergies 0,4%. Cela est illustré ci-dessous (source REN21 – 2017 EDF) :

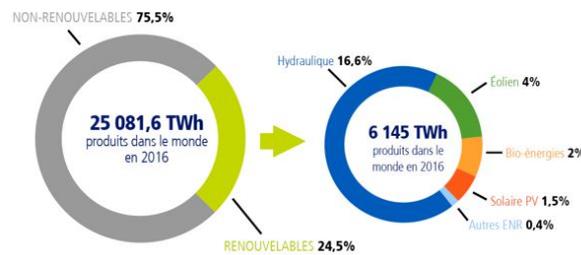


FIGURE 1 – **Part des renouvelables dans la production mondiale d'électricité en 2016** (Source : International Energy Agency)

Cependant en termes de croissance, l'éolien et le photovoltaïque dominent le marché mondial des énergies. Car en matière d'exploitation, ces deux énergies montrent de forts potentiels de ressources disponibles et abondantes à travers la planète. Pourtant ces deux sources d'énergie ont des inconvénients. Leurs désavantages se situent au niveau des systèmes de transformation de l'énergie primaire en énergie secondaire (c'est-à-dire l'énergie électrique). En prenant par exemple l'éolien, il y a des pollutions sonores, des problèmes d'interférences électromagnétiques etc. Du côté des panneaux photovoltaïques, l'inconvénient porte essentiellement sur son niveau d'empreinte carbone lors de la conception des panneaux.

Depuis plusieurs années, les éoliennes produisant de l'énergie électrique poussent les laboratoires de recherches ou industriels, les entités locales, nationales et même internationales à mettre au point des dispositifs de diagnostic de plus en plus performants pour faciliter leur intégration sur le réseau électrique et augmenter leur fiabilité.

C'est dans ce contexte que ce projet de thèse en cotutelle nous amène à faire des recherches au sein des laboratoires du SPE UMR 6134 du CNRS et du laboratoire Energies Renouvelables et Environnement de Madagascar. Le projet ENR a pour ambition de mettre au point des dispositifs de diagnostic de plus en plus performants vis-à-vis des différents types de défauts rencontrés sur ces dispositifs. Plus particulièrement, nous nous focaliserons sur une ou plusieurs approches de détection et localisation de défauts pouvant survenir au sein des principaux éléments de la chaîne de conversion de l'énergie électrique (CEE) à base des méthodes déjà utilisées antérieurement mais aussi d'autres qui ont vu rarement leurs utilisations dans la CEE. Les deux universités de Corse et de Madagascar, étant implantées sur des zones insulaires, elles partagent les mêmes problématiques et potentialités en matière d'énergie. La thématique autour des "systèmes à énergie renouvelable" dits ENR, est donc le point focal des deux îles

aussi bien sur le plan scientifique que partenarial étant donné qu'elles sont toutes les deux, membres du réseau RETI (Réseau d'Excellence des Territoires Insulaires). Le but final étant de contribuer à l'optimisation de l'approvisionnement en énergie électrique mais aussi à une meilleure exploitation des systèmes de production à base de sources renouvelables dont les îles de Corse et de Madagascar sont dotées de manière significative.

Pour mener à bien ce travail, dans un premier temps, un simulateur numérique ainsi qu'un émulateur physique des dispositifs étudiés seront réalisés (sur une plate-forme indépendante) pour permettre de prendre en compte les principaux défauts réels pouvant survenir au sein des éléments de la conversion d'énergie électrique (CEE).

Comme nous l'avons indiqué précédemment, les aérogénérateurs sont devenus omniprésents et indispensables pour l'approvisionnement en énergie électrique. Cependant, ces dispositifs de conversion correspondent à l'assemblage de plusieurs éléments classiques de transformation d'énergie tels que : la partie qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique et la partie qui transforme l'énergie mécanique disponible sur l'arbre de transmission en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur. Dans le cadre de notre travail, nous intéresserons à la partie électrique correspondant au générateur et plus particulièrement à la machine asynchrone.

Chapitre 1

ETAT DE L'ART

1.1 Etat de l'art des défauts sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) à rotor bobiné et des outils de diagnostic

1.1.1 Introduction

Au cours des dernières années, les machines asynchrones à double alimentation sont devenues de plus en plus rependues dans les applications industrielles et dans les projets de fermes éoliennes, car elles offrent de nombreux avantages, en particulier une dimension réduite des convertisseurs AC-AC et une plage de fonctionnement accrue. Historiquement, la paternité de la machine asynchrone est controversée. Néanmoins en 1888, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone (**Multon, 1995**), puis en mai de l'année suivante, il a déposé cinq autres brevets (**Multon, 1995**).

Des travaux sur la machine tournante ont été effectués entre 1879 et 1883 et ces derniers ont débouché sur une présentation expérimentale menée par Galileo Ferraris. Ensuite en 1888 d'autres travaux sur la machine asynchrone a été menés (**Caron et Cardot, 1991**), (**Multon, 1995**). Cependant en 1889, Mikhail Dolivo-Dobrovolski, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement en 1891 (**Serrano Iribarnegaray, 1989**) et (**Multon, 1995**).

La machine asynchrone à rotor bobiné est connue depuis la fin du 19ième siècle (**Herschdorfer, 1932**) par son alimentation sur ces deux armatures : le stator et le rotor. Elle peut être utilisée en tant que moteur ou générateur et son raccordement au réseau consiste à connecter le stator directement au réseau, et le rotor est quant à lui alimenté à travers un convertisseur de puissance contrôlé AC-AC.

A présent, les aérogénérateurs sont équipés des Générateurs Asynchrones à Double Alimentation (GADA) ou machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation. Grâce aux avantages de cette machine tels que l'adaptation à la variation de vitesse et la puissance réduite des convertisseurs AC-AC du rotor, elle peut présenter comme toute autre machine électrique des défaillances. C'est pourquoi, le fait d'intégrer des modules de surveillance et de diagnostic dans de tels systèmes est un point crucial et doit limiter les interventions des utilisateurs et des concepteurs en cas de dysfonction-

nement tout en garantissant la sécurité et l'intégrité du système. Afin de répondre à cette problématique, le but de notre travail est d'optimiser les méthodes traditionnellement utilisées en diagnostic tout en nous intéressant à d'autres méthodes ciblées sur des défauts spécifiques.

Dans ce premier chapitre, des généralités sur les machines asynchrones à double alimentation sont abordées, ses structures et une brève description du convertisseur AC-AC. Dans une autre section, ses différents modes de fonctionnement (hypo et hyper synchronisme mode moteur/générateur) sont détaillés et illustrés. Ensuite, l'état de l'art des défauts pouvant survenir la machine asynchrone à double alimentation sont présentés. Enfin, dans la dernière partie, des techniques de surveillance, de détection et des approches du diagnostic de défauts des machines électriques sont abordés.

1.2 Généralités sur les MADA

Dans leurs travaux (**Khojet El Khil, 2006**), (**Salloum, 2007**) ont porté leur intérêt sur la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation (MADA) car son utilisation ne cesse de croître tout particulièrement dans le domaine des énergies renouvelables. Dans ce champs d'application, la génératrice de l'éolienne est très souvent une MADA car elle présente des avantages comme par exemple l'onduleur côté rotor qui sera alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine. Dans les applications "moteur", les machines asynchrones classiques sont les plus utilisées et même occupent une place de premier rang. Néanmoins, la MADA est destinée aux applications faisant intervenir essentiellement de fortes puissances. Avec sa double alimentation, la MADA offre plusieurs types de mode de fonctionnement que nous allons détailler dans la suite du document.

1.2.1 Constitution de la MADA à rotor bobiné

De son nom et de sa structure, la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation a une autre dénomination « Générateur Asynchrone à Double Alimentation (GADA) ou Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) ». Cette dénomination est désignée par rapport à son alimentation sur ces deux armatures. En outre, en anglais, la dénomination "Doubly Fed Induction Generator" (DFIG) est utilisée en mode génératrice comme dans la production d'énergie éolienne et la dénomination "Doubly Fed Induction Motor" (DFIM) en mode moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime (**Khojet El Khil, 2006**).

La machine asynchrone à rotor bobiné fait partie de la famille des machines asynchrones triphasées. Elle a un stator comparable à celui des machines électriques triphasées classiques (asynchrone ou synchrone) et a un rotor constitué de trois bobinages connectés en étoile. Les trois extrémités des bobinages rotoriques sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (**Poitiers, 2003**). La figure (Figure 1.1) ci-dessous représente la structure du stator et des contacts rotoriques de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation.

Dans la partie rotorique, les enroulements sont connectés au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs indirect (redresseur côté MADA et onduleur côté Réseau) avec

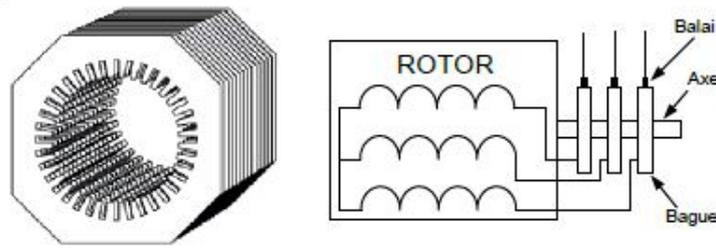


FIGURE 1.1 – Structure de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation : Stator et Rotor (Poitiers, 2003)

un bus continu qui relie les deux topologies. Une autre possibilité est l'utilisation d'un convertisseur matriciel direct (de l'anglais, Matrix Converter (MC)). Tandis que dans la partie statorique, les enroulements sont directement couplés au réseau.

À partir de la structure ci-dessus, la machine asynchrone à rotor bobiné offre la possibilité d'être alimentée par des sources de tensions triphasées différentes : réseau ou convertisseur et offre ainsi plusieurs configurations de fonctionnement.

Dans les différents documents, travaux de thèse et autres articles, concernant la machine asynchrone à double alimentation, chaque application liée à l'utilisation de cette machine repose sur une configuration spécifique car chaque étude a son propre cahier des charges et c'est à partir de celui-ci que repose la configuration utilisée.

Dans le cadre des aérogénérateurs, la configuration qui sera exposée est celle des systèmes liés à l'énergie éolienne à vitesse variable comme l'illustre les figure (Figure 1.2) et la Figure 1.3). Le rotor est commandé par des convertisseurs dits "indirect" AC-DC-AC et "direct" AC-AC (statiques ou matricielles) et le stator est relié directement au réseau. La bi-directionnalité de l'ensemble du convertisseur côté de l'armature du rotor, autorise les fonctionnements en hyper-synchrone et hypo-synchrone, et permet le contrôle du facteur de puissance, du côté réseau. Cette configuration nécessite une boîte de vitesse entre la pale et l'arbre côté génératrice, repérée par le sigle BV.

Ci-dessous les deux configurations d'une éolienne différenciées par deux topologies de convertisseur qui sont raccordées sur l'armature rotorique.

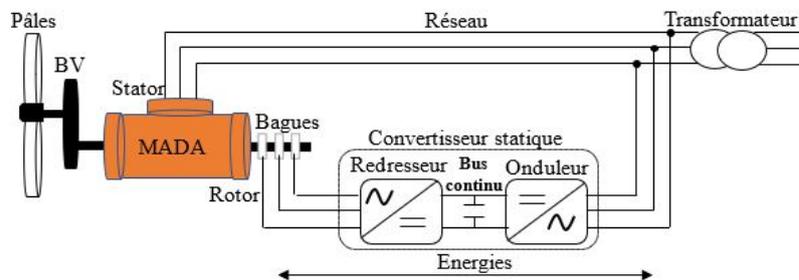


FIGURE 1.2 – MADA avec convertisseur indirect de fréquence AC-DC-AC au rotor

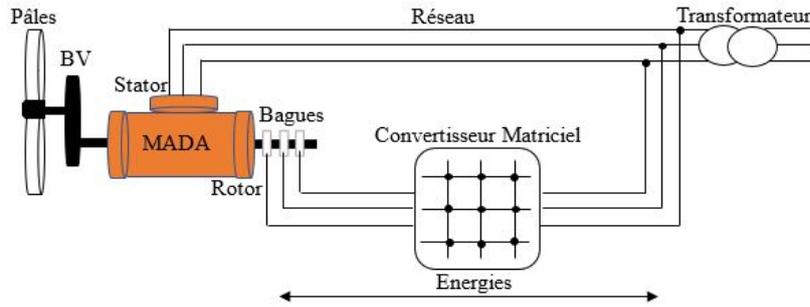


FIGURE 1.3 – MADA avec un convertisseur direct AC-AC au rotor

1.2.2 Convertisseur matriciel AC-AC

Les convertisseurs AC-AC peuvent être scindés en deux groupes : un régulateur de tension et un convertisseur de fréquence, comme l'indique le travail de (**Tawfiq et al., 2019**). Les régulateurs de tension AC-AC contrôlent la valeur efficace de la tension AC sans changement de sa fréquence. La tension de sortie de ces convertisseurs peut être fournie en utilisant soit une commande de phase avec une commutation naturelle, soit une commande de cycle intégrale avec une commutation forcée (**Cadirci et Ermiş, 1992**). (**Tawfiq et al., 2019**) fait un examen comparatif des topologies et des convertisseurs utilisés dans les éoliennes.

Ces convertisseurs sont utilisés comme stabilisateurs de tension pour réguler uniquement l'amplitude de la tension. Leur utilisation ne peut pas impliquer un fonctionnement à vitesse variable dans l'éolienne en raison de leur incapacité à contrôler la fréquence (**Svensson, 1996**). Le contrôle à la fois de l'amplitude, de la tension et de la fréquence est une condition essentielle pour les convertisseurs afin que l'éolienne puisse fonctionner à vitesse variable. Cette condition peut être obtenue à l'aide des convertisseurs de fréquence (**Amin et al., 2016**).

En effet, les convertisseurs de fréquence permettent de contrôler à la fois la valeur efficace de la tension et la fréquence, comme l'illustre les travaux (**Tawfiq et al., 2019**). Ces derniers peuvent être utilisés pour des vitesses variables comme dans les systèmes éoliens et les applications marines (**Rodriguez et al., 2011**).

Ces convertisseurs peuvent être de forme directe ou indirecte. Le convertisseur indirect (convertisseur AC-DC-AC) fournit une conversion indirecte de la tension alternative via un redresseur, un condensateur de liaison DC et un onduleur. Le type direct peut être inséré dans le cyclo-convertisseur et le convertisseur matriciel (MC).

Le cyclo-convertisseur est un changeur de fréquence AC-AC direct naturellement commuté qui peut contrôler la valeur efficace de la tension de charge sans réelle limitation de puissance contrairement à l'onduleur redresseur au silicium (SCR : silicon controlled rectifier en anglais) avec éléments de commutation, comme le décrit dans les travaux de (**Tawfiq et al., 2019**). Les principales limitations d'un cyclo-convertisseur naturellement commuté sont : la plage de fréquences limitée pour un fonctionnement efficace et sans sous-harmoniques, un faible déplacement du facteur de puissance, en particulier aux faibles tensions de sortie (**Tawfiq et al., 2019**), (**Pena et al., 1996**).

Le MC fournit une conversion AC directe sans liaison DC et par conséquent, sa construction est simplifiée. Les avantages du MC sont sa capacité à contrôler la valeur efficace de la tension de charge, la fréquence de sortie qui peut être supérieure, égale ou inférieure à la fréquence d'entrée, le contrôle du flux de puissance bi-directionnel, le contrôle de l'angle de phase entre les tensions d'entrée et le courant d'entrée (**Tawfiq et al., 2019**) et (**Wu et al., 2008**).

Les travaux de (**Tawfiq et al., 2019**) recommandent le convertisseur matriciel pour les applications liées à l'énergie éolienne en raison de sa capacité de flux de puissance bi-directionnel, sa large plage de fréquence de sortie, son contrôle du facteur de déplacement d'entrée et sa forme simple et compacte. L'article (**Bedoud et al., 2016**) qui présente une étude comparative d'un système de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable basé sur le DFIG entraîné par deux convertisseurs AC-DC-AC et d'un système d'énergie éolienne entraîné par un convertisseur matriciel, montre des performances améliorées pour le système piloté par un convertisseur MC.

Jusque-là nous avons présenté la structure de la Machine Asynchrone à rotor bobiné à Double Alimentation et sa partie convertisseur bi-directionnel dans le mode générateur. Dans le deuxième chapitre, nous allons nous focaliser sur la partie modélisation de la MADA sans défaut et avec défaut et présenter son fonctionnement en tant que Machine Asynchrone à rotor bobiné à Double Alimentation en mode moteur.

1.3 Fonctionnement de la MADA à rotor bobiné

Dans cette partie, le mode de fonctionnement qui nous intéresse est celui où l'armature du stator est raccordée directement au réseau, et celle du rotor, connectée au réseau via un convertisseur AC-AC.

La MADA faisant partie des machines asynchrones, elle peut fonctionner en mode moteur ou en mode générateur. Contrairement aux machines asynchrones classiques, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode moteur ou générateur (**Boyette, 2006**).

Classiquement, une machine asynchrone tourne en dessous de sa vitesse de synchronisme afin qu'elle soit en mode moteur et à la vitesse supérieur de synchronisme pour être en mode générateur. Dans la Machine Asynchrone à rotor bobiné à Double Alimentation, c'est la commande au niveau des tensions sur l'armature rotorique qui permet de gérer le champ magnétique dans la machine et qui offre la possibilité à la machine de fonctionner en hypo-synchrone et hyper-synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

La complexité technique de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation repose sur le contrôle du flux de puissance dans les enroulements du rotor. En effet, ce flux doit être contrôlé afin que la machine asynchrone à rotor bobiné soit commandable. Dans ce cas, il y aura quatre modes de fonctionnement sur la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation que nous allons détailler ci-dessous.

1.3.1 Fonctionnement en hypo-synchrone, mode moteur

Dans le fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone, le réseau électrique fournit de la puissance vers le stator (voir Figure 1.4). Cependant, le rotor réinjecte sa puissance de glissement vers le réseau. Il en résulte que la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation fonctionne en mode moteur à une vitesse qui est en dessous de la vitesse de synchronisme. A cette plage de fonctionnement, la machine asynchrone classique peut aussi fonctionner dans le même cas de figure, mais la puissance de glissement est dissipée sous forme de perte Joule dans l'enroulement rotorique.

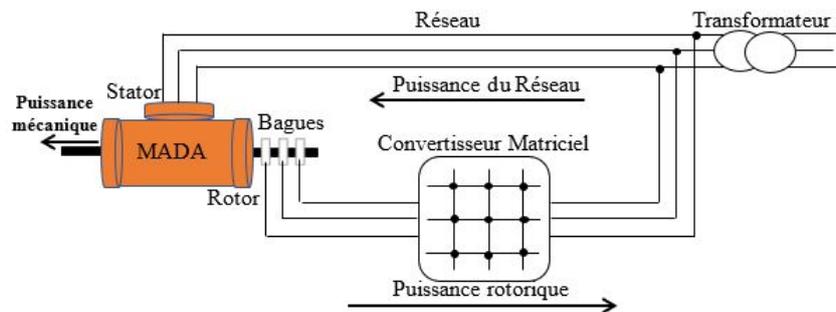


FIGURE 1.4 – MADA en mode moteur hypo-synchrone

1.3.2 Fonctionnement en hyper-synchrone, mode moteur

Dans le cas du fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone (voir Figure 1.5), le réseau électrique fournit encore une fois la puissance vers l'armature statorique mais également, la puissance de glissement dans le rotor. En conséquence, la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation fonctionne en mode moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. Ce mode de fonctionnement est impossible à avoir avec la machine asynchrone classique.

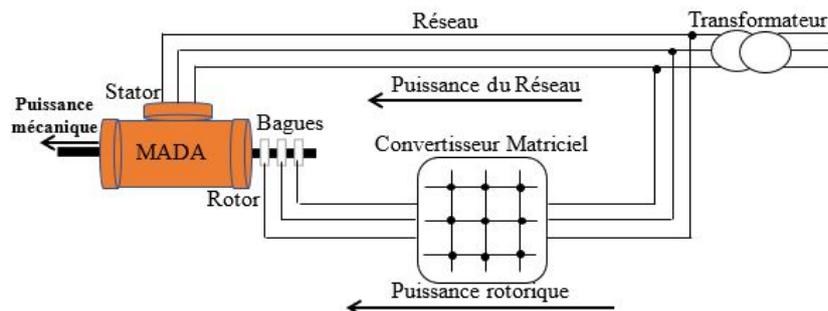


FIGURE 1.5 – MADA en mode moteur hyper-synchrone

1.3.3 Fonctionnement en hypo-synchrone, mode générateur

Dans le fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone (voir Figure 1.6), l'armature statorique fournit de la puissance vers le réseau électrique. En revanche, le rotor absorbe la puissance de glissement du réseau. En conséquence, la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation fonctionne en générateur en dessous de la vitesse

de synchronisme. Notons que la machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce type de fonctionnement.

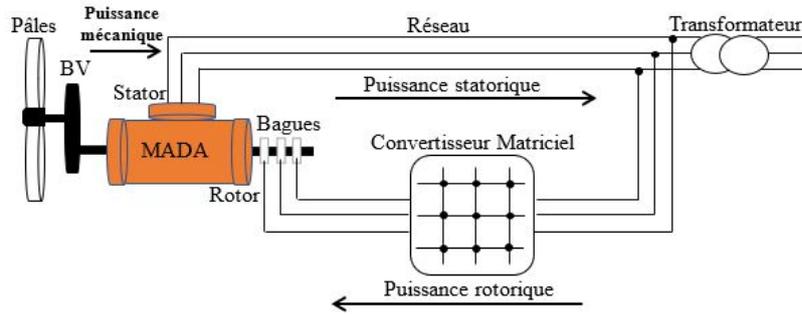


FIGURE 1.6 – MADA en mode générateur hypo-synchrone

1.3.4 Fonctionnement en hyper-synchrone, mode générateur

Dans la configuration en mode générateur hyper-synchrone, l'armature statorique fournit de la puissance sur le réseau électrique. En revanche, le rotor récupère la puissance de glissement et la réinjecte sur le réseau électrique (voir Figure 1.7), il en résulte que la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation fonctionne en générateur à une vitesse au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique peut fonctionner dans cette plage de fonctionnement mais la puissance de glissement est dissipée sous forme de perte par effet Joule dans l'enroulement rotorique.

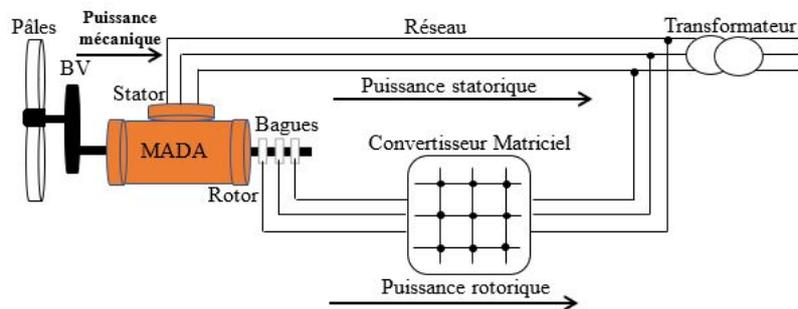


FIGURE 1.7 – MADA en mode générateur hyper-synchrone

En résumé, ces quatre types de fonctionnement de la MADA présentent des avantages par rapport à la machine asynchrone classique. Au vu des différentes figures ci-dessus, la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation a certains avantages comme produire de la puissance électrique que ce soit en mode hypo-synchrone ou hyper-synchrone et récupérer la puissance de glissement sous forme électrique pour l'injecter sur le réseau. Son utilisation dans des systèmes de production de l'énergie électrique comme les systèmes éoliens, (Figure 1.6), et (Figure 1.7), est plébiscitée.

Après avoir détaillé les différents modes de fonctionnement de la machine asynchrone à rotor bobiné et ses transferts de puissance, nous allons étudier les différents types de défauts rencontrés sur cette machine.

1.4 Etat de l'art des défauts pouvant survenir dans la MADA à rotor bobiné

Dans le domaine de la production d'énergie et de nombreuses autres applications industrielles, les entraînements électriques sont sujets à diverses pannes, éventuellement combinées. Ces défauts comprennent les défaillances :

- Des dispositifs d'alimentation,
- De la machine électrique (barres cassées, courts-circuits, démagnétisation pour PMSMs (Permanent Magnet Synchronous Motors), etc...),
- De la charge mécanique (usure ou rupture de tout ou partie des roulements, arbres, engrenages, etc...),
- Des dispositifs de contrôle,
- Des câbles, connexions, dispositifs de protection, etc....

L'enjeu est alors de détecter ces défaillances à un stade précoce afin d'éviter des pannes coûteuses. En particulier, la surveillance de l'état de la machine, basée sur l'analyse des courants statoriques est un domaine largement étudié afin d'optimiser les coûts de fonctionnement et d'entretien.

Dans la suite, nous allons présenter l'état de l'art des pannes pouvant survenir sur la machine asynchrone à double alimentation, leurs origines ainsi que leurs conséquences. On évoquera également les techniques de surveillance utilisées dans des applications industrielles. Ensuite, nous aborderons l'analyse de courants statoriques pour détecter des défauts de la machine asynchrone ainsi que les techniques de surveillance de l'état de la machine.

1.4.1 Défauts de la MADA à rotor bobiné

Actuellement, les applications industrielles sont largement équipées de machines asynchrones (classique ou à double alimentation). Ces machines occupent une place prépondérante dans l'industrie, principalement en raison de leur faible prix, de leur robustesse, de leur efficacité et de leur fiabilité. L'utilisation de convertisseur de puissance à découpage a amélioré les performances d'une telle machine et en a étendu l'utilisation à des vitesses variables. L'augmentation du spectre d'utilisation a de fait, élargi la gamme des applications et par conséquent le besoin en diagnostic.

1.4.1.1 Les différents types de défauts trouvés dans la MARB

Les machines asynchrones sont soumises à de nombreux types de défauts. Dans la littérature, ces défauts peuvent être classés en deux grands types : les défauts électriques et les défauts mécaniques. Les défauts électriques comprennent un déséquilibre des tensions ou un déséquilibre des courants d'alimentation, une séquence de phase inversée, un défaut de terre, une surcharge, un défaut de court-circuit entre spires, une rupture des barres du rotor pour les plus courants (**Karmakar *et al.*, 2016**). En outre, les défauts mécaniques sont les défauts les plus fréquemment rencontrés sur les machines asynchrones. Ces défauts comprennent dans la majorité des cas, un déséquilibre de masse, une excentricité de l'entrefer, des dommages aux roulements, une défaillance du bobinage du rotor, une défaillance du bobinage du stator (**Toliyat *et al.*, 2012**). Les défauts les plus étudiés dans la littérature sont : les défauts de palier, les défauts

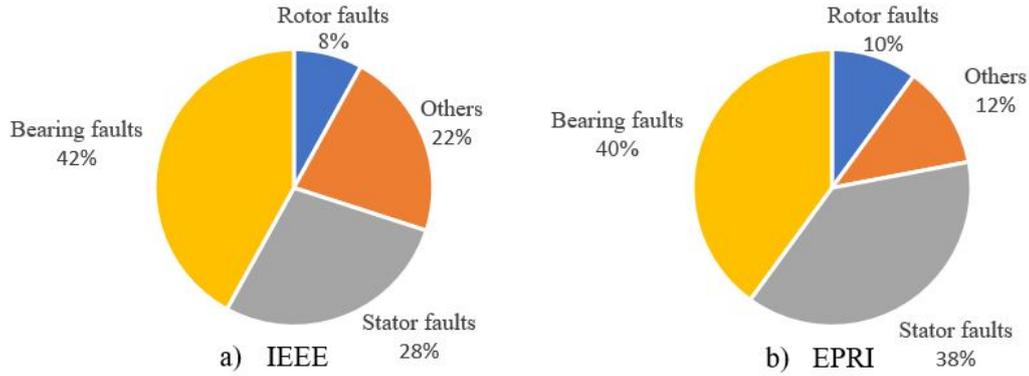


FIGURE 1.8 – Répartition des défauts du moteur asynchrone (**Singh *et al.*, 2003**)

de stator, les barres de rotor cassées et les défauts d'excentricité. Les distributions des défauts du moteur à induction selon les études IEEE et EPRI (Electric Power Research Institute) sont recensés sur la figure (Figure 1.8) (**Singh *et al.*, 2003**). Pour cela, nous allons représenter ci-après, les défauts les plus étudiés et rencontrés sur une machine asynchrone classique ou à double alimentation.

1.4.1.1.a Cassure ou fissure des barres de rotor

Dans une machine électrique tournante, le rotor joue un rôle très important. En termes de défaillance, les cassures des barres de rotor sont les défauts le plus souvent trouvés sur le rotor. L'apparition du défaut se manifeste à partir du moment où il y a une fissure ou cassure sur la barre du rotor. Les auteurs ayant travaillé sur le diagnostic des défauts sur la machine asynchrone comme (**Razik, 2002**), (**Nandi *et al.*, 2005**), (**Zhang *et al.*, 2010**) et (**Bindu et Thomas, 2014**) montrent dans leurs travaux que ces défauts sont dûs à diverses contraintes comme :

- Une surcharge thermique (contraintes thermiques),
- Un desserrement des tôles, des pièces fatiguées ou une défaillance des roulements (contraintes mécaniques),
- Un déséquilibre de l'attraction magnétique ou des forces électromagnétiques (contraintes magnétiques),
- Des couplements d'arbre (contrainte dynamique),
- Des agressions, de l'abrasement du matériau du rotor (contrainte environnemental).

Ces défauts laissent apparaître dans les courants statoriques des composantes en fréquence et se traduisent par un déséquilibre du flux rotorique (**Bindu et Thomas, 2014**). Les composantes des fréquences supplémentaires liées au défaut sont données par l'équation (1.1) (**Didier *et al.*, 2007**) :

$$f_{bc} = f(1 \pm 2kg) \text{ avec } k \in \mathbb{N}^* \quad (1.1)$$

f_{bc} : fréquences supplémentaires dues aux barres cassées,
 f : fréquence d'alimentation,
 g : glissement.

1.4.1.1.b Défaut de structure d'un roulement à bille

Les nomenclatures de la structure d'un roulement à bille sont les suivantes :

α : l'angle de contact de la bille avec la cage,

D_b : le diamètre des billes,

D_c : le diamètre du centre du cercle formé par les billes.

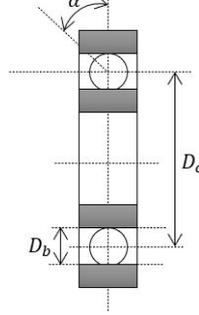


FIGURE 1.9 – Structure de roulements à billes (Razik, 2002)

Dans les travaux (Blodt *et al.*, 2008), les auteurs soulignent que, dans une machine asynchrone, les défauts les plus fréquents, sont les défaillances liées aux roulements. Ces roulements dans une machine asynchrone, sont composés d'une cage (qui assure l'équidistance entre les billes), des billes et de deux chemins du roulement, l'un extérieur et l'autre intérieur. Tous ces éléments peuvent être affectés par des défaillances. Ces défauts sont : défaut sur les deux chemins de roulement (intérieur et extérieur), défaut sur les billes et défauts dans la cage. Les causes de ces défauts ont été étudiées dans les articles (Nandi *et al.*, 2005) et (Karmakar *et al.*, 2016), et sont essentiellement dues à : des charges excessives, des échauffements excessifs, de la corrosion lié à l'environnement, des défaillances au niveau du lubrifiant et des désalignements des roulements. Ces défauts vont engendrer des effets caractéristiques au moment du fonctionnement de la machine comme : une augmentation de la température et des vibrations sur la machine. Plus ces effets caractéristiques sont importants, plus ces défauts vont s'amplifier.

Les auteurs (Blodt *et al.*, 2008) et (Ilonen *et al.*, 2005) dans leurs travaux montrent que chaque type de défaut de roulement dans une machine asynchrone est associé à une fréquence caractéristique. Ces fréquences caractéristiques sont données par les quatre relations ci-dessous (1.2) :

$$\begin{cases} f_{ex} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\alpha)\right) \\ f_{in} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos(\alpha)\right) \\ f_{db} = \frac{D_c}{D_b} f_r \left(1 - \frac{D_b^2}{D_c^2} \cos^2(\alpha)\right) \\ f_{ca} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos(\alpha)\right) \end{cases} \quad (1.2)$$

où f_{ex} est la fréquence de défaut à l'extérieur du chemin de roulement, f_{in} la fréquence de défaut à l'intérieur du chemin de roulement, f_{db} la fréquence de défaut de la bille, f_{ca} la fréquence de défaut de la cage qui assure l'équidistance de la bille. N_b le nombre des billes dans le roulement, f_r la fréquence de rotation mécanique de la machine.

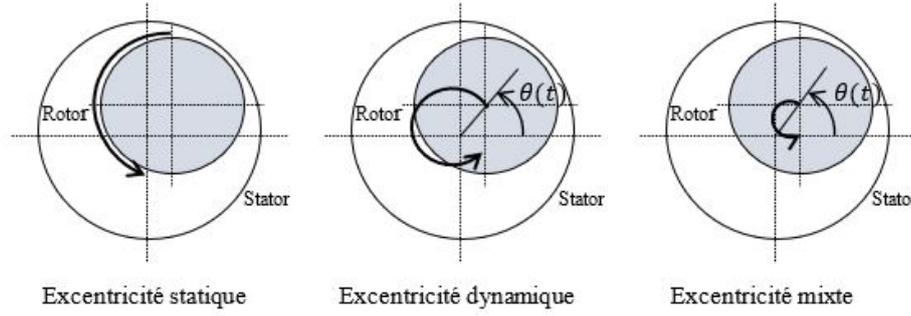


FIGURE 1.10 – Les différents types d'excentricités dans la machine asynchrone (Trachi, 2017)

1.4.1.1.c Défaut dans l'excentricité de l'entre fer

La figure (Figure 1.10) illustre les trois types d'excentricités de l'entrefer. L'excentricité statique apparaît lorsque la position minimum de l'entrefer reste fixe dans l'espace. Par ailleurs, l'excentricité dynamique apparaît lorsque l'axe de rotation du rotor ne chevauche pas son axe géométrique, de sorte que la position minimum de l'entrefer change avec le temps et en conséquence engendre une variation de perméance. Cette dernière affecte les inductances de la machine asynchrone et induit des composantes en harmonique citées dans les travaux de (Kliman et Stein, 1992), (Schoen et Habetler, 1993). Enfin, l'excentricité mixte apparaît lorsque les deux cas cités précédemment se produisent. L'excentricité de l'entrefer est donc un défaut mécanique qui peut être défini comme un entrefer déséquilibré entre le rotor et le stator. La naissance de ces défauts est due à plusieurs facteurs tels que : le noyau du stator prend une forme ovale, un positionnement incorrect des roulements, une usure des roulements etc.... Les dommages causés par ces défauts sont : un déséquilibre de la traction magnétique, une diminution de la vitesse du rotor et l'apparition de fréquences de défaut dans les courants du stator. Les dommages engendrés par ces défauts affectent le champ magnétique de l'entrefer, le couple, la vitesse et les courants dans le stator. Pour chaque défaut d'excentricité, une fréquence de défaut peut y être associée comme le montrent les études de (Morinigo-Sotelo *et al.*, 2009) et (CusidÓCusido *et al.*, 2008) et est explicitée par la relation (1.3) :

$$f_{ex} = f_s \left| \left(nR \frac{1-g}{P} \pm k \right) \pm \left(n_d \frac{1-g}{P} \pm 2n_{sat} \right) \right| \quad (1.3)$$

avec R le nombre de fentes du rotor, P le nombre de paires de pôles, n_d représente l'ordre d'excentricité. Par exemple, pour l'excentricité statique, on aura $n_d = 0$ et pour l'excentricité dynamique, $n_d = 1$. n étant un entier positif, n_{sat} caractérise le modèle de la saturation magnétique ($n_{sat} = 0, 1, 2, \dots$) et k représente l'ordre des harmoniques. En revanche dans le cas d'excentricité mixte, la fréquence de défaut est donnée par la relation (1.4) :

$$f_{ex} = f_s \left| 1 \pm n \frac{1-g}{P} \right| = f_s \pm n f_r \quad (1.4)$$

où f_r est la fréquence de rotation mécanique de la machine asynchrone.

1.4.1.1.d Défaut statorique dans la MARB

Dans un travail sur le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaut, l'auteur (**Razik, 2002**) cite les cas ci-dessous (Figure 1.11 et Figure 1.12) ; ils représentent les problèmes engendrés par le stator pour une machine asynchrone de faible puissance. La figure (Figure 1.11) illustre un court-circuit sur la phase « A » du stator de la machine ou dit également court-circuit entre spires indiqué par la flèche noir. Tandis que, la deuxième figure (Figure 1.12) représente le défaut de court-circuit entre deux brins d'un même faisceau ainsi qu'un court-circuit entre deux faisceaux en parallèle (**Stavrou *et al.*, 2001**). I_{cir} représente le courant de circulation dans les deux faisceaux dû à la différence de potentiel entre les deux bornes.

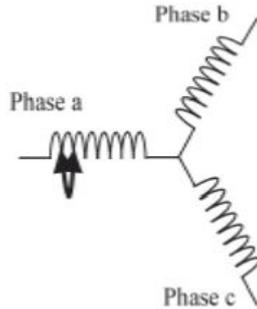


FIGURE 1.11 – Court-circuit sur la phase « A » (**Razik, 2002**)

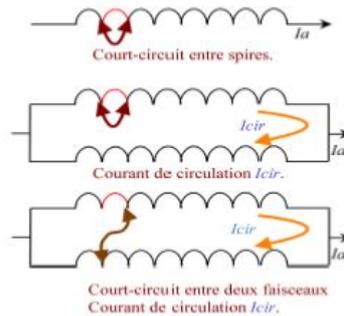


FIGURE 1.12 – Différents types de défauts de courts-circuits (**Razik, 2002**)

D'autres auteurs travaillant sur la modélisation, la surveillance et le diagnostic des machines électriques (**Toliyat *et al.*, 2012**) soulignent que les défauts du stator peuvent être classés comme des défauts de surface ou de châssis (défaut de noyau, courant de circulation, etc.) et ou des défauts d'enroulement du stator (endommagement de l'isolation des enroulements, déplacements des conducteurs, etc.). Les causes de ces problèmes sont dues à diverses contraintes : mouvement de la bobine du stator et du rotor heurtant le stator (contraintes mécaniques), transitoires de la tension d'alimentation (contraintes électriques), surcharge thermique (contraintes thermiques) et contraintes environnementales (humidité, environnement trop chaud, etc.) (**Siddique *et al.*, 2005**). Les composantes en harmoniques engendrées par ces défauts sur le stator sont données par la relation (1.5) (**Toliyat *et al.*, 2012**), (**Gandhi *et al.*, 2010**) :

$$f_{cc} = |k \pm (1 - g) \frac{m}{P}| f_s \quad (1.5)$$

avec f_{cc} la fréquence de court-circuit en Hz, f_s la fréquence d'alimentation en Hz, g le

glissement, P le nombre de paires de pôles, $m \in \mathbb{N}$ et $k = 1, 3, 5, \dots$

Après avoir présenté l'état de l'art sur les défauts de la machine asynchrone à rotor bobiné, nous allons présenter les différentes approches liées à la modélisation de la machine.

1.5 Différentes approches de la modélisation de la MADA

Dans le cadre du diagnostic et de la commande des machines électriques (Asynchrones ou Synchrones), établir un modèle mathématique pour représenter et simuler les comportements dans les différentes conditions de fonctionnement des machines est l'une des tâches les plus difficiles. La modélisation des machines électriques est primordiale lorsqu'on aborde la notion de diagnostic. En effet, elle est essentielle pour tester les performances des techniques de surveillance et détecter des anomalies. L'un des aspects majeurs dans l'élaboration de modèles est l'exploitation des différents phénomènes électromagnétiques qui apparaissent pendant l'état sain et l'état défectueux des machines électriques.

Dans la littérature, plusieurs catégories de modèles de machines asynchrones (classique ou à rotor bobiné) sont présentées comme le modèle des circuits à couplages multiples (CCM) (Luo *et al.*, 1995), (Tallam *et al.*, 2002), (Liang *et al.*, 2002), (Houdouin *et al.*, 2003), (Arkan *et al.*, 2005), (Sahraoui *et al.*, 2006), (Bouزيد et Champenois, 2013a), (Fu *et al.*, 2019), (Razafimahefa *et al.*, 2019), le modèle des circuits magnétiques équivalents (MEC) (Hur *et al.*, 2001), (Houdouin *et al.*, 2002), (Sudhoff *et al.*, 2007), (Mahyob *et al.*, 2009), (Sizov *et al.*, 2009) et le modèle par la méthode des éléments finis (FEM) (Fišer *et al.*, 2001), (Faiz *et al.*, 2002), (Vaseghi *et al.*, 2009a), (Vaseghi *et al.*, 2009b), (Nagarajan et Reddy, 2010), (Vaseghi *et al.*, 2011a), (Vaseghi *et al.*, 2011b), (Amara et Barakat, 2011). Dans la suite, nous allons présenter un aperçu de leur structure.

1.5.1 Modélisation à partir des Circuits à Couplages Multiples (CCM)

Le CCM fait partie des modèles largement utilisés dans la simulation numérique et dans les études des comportements de la machine asynchrone dans des conditions de défauts (Luo *et al.*, 1995), (Joksimovic et Penman, 2000), (Liang *et al.*, 2002), (Razafimahefa *et al.*, 2019) et (Bilal *et al.*, 2020). La première application de ce modèle pour une machine asynchrone a été présentée dans (Luo *et al.*, 1995). Avec un modèle CCM, la machine asynchrone peut être représentée par des équations classiques liant les tensions du stator (avec des spires court-circuitées) et du rotor ainsi que par l'équation de couple (équation mécanique) dans le repère (ABC). Ces équations sont représentées en fonction des résistances, des inductances et des inductances mutuelles (Bouزيد et Champenois, 2013a). Comme dans toute la catégorie des modèles de la machine asynchrone, la conception de ce modèle s'appuie sur une base géométrique et une disposition des enroulements de la machine à phases arbitraires. Dans un tel modèle, les paramètres (en particulier les inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor) sont considérés comme variant dans le temps et

peuvent être évalués en temps réel, tandis que les paramètres secondaires tels que les inductances de fuite sont précalculés et traités comme des constantes. Ces inductances de machine sont calculées de façon pratique au moyen de la fonction de bobinage (**Bouzid et Champenois, 2013a**). La fonction de bobinage est une approche pour calculer une inductance mutuelle entre deux bobinages dans une machine électrique (voir dans l'annexe la définition de l'approche) (**Bouzid et Champenois, 2013a**).

En revanche, pour simplifier le modèle CCM, certains auteurs (**Arkan et al., 2005**), et (**Tallam et al., 2002**), proposent une théorie de transformation du cadre de référence appliquée au modèle CCM. En effet, les expressions des équations de tension de la machine saine et avec des spires défectueuses ainsi que l'équation de couple peuvent être transformées du cadre de référence complet (ABC) au cadre de référence stationnaire (dq), où les équations de la machine sont alors exprimées en variables complexes (dq) pour représenter un modèle transitoire adapté à la simulation d'un défaut de court-circuit entre spires (en anglais ITSC, Inter-Turn Short-Circuit) (**Bouzid et Champenois, 2013a**).

Après avoir introduit la méthode de modélisation par circuit à couplages multiples, maintenant nous allons présenter la méthode par circuit magnétique équivalent (CEM).

1.5.2 Modélisation à partir de Circuit Magnétique Equivalent

De son nom « circuit magnétique équivalent », ce type de modèle est basé sur une modélisation magnétique de chaque partie de la machine asynchrone (**Bouzid et Champenois, 2013a**). Également appelée modélisation du réseau de perméance ou modélisation du tube de flux (**Trachi, 2017**), cette méthode utilise la répartition du champ magnétique dans le moteur pour évaluer les performances du moteur. En fait, la répartition du champ magnétique du moteur contient des informations sur l'état du stator, du rotor et des parties mécaniques de la machine.

Plusieurs auteurs ont proposé ce modèle de circuit magnétique équivalent dans leurs travaux. Les auteurs dans (**Hur et al., 2001**), proposent une nouvelle façon d'élaborer l'analyse numérique tridimensionnelle (3-D) basée sur le modèle de circuit magnétique équivalent (CEM). La nouvelle méthode est donc capable d'analyser un moteur asynchrone linéaire (utilisé dans le cas ferroviaire) avec un temps de calcul plus rapide et utilisant moins de capacité mémoire que les méthodes traditionnelles. Il est expliqué dans leurs travaux que le modèle est divisé en éléments hexaédriques et ensuite un circuit magnétique équivalent est construit en reliant le noeud de chaque centre d'élément. Dans son travail (**Sudhoff et al., 2007**) a construit un modèle à variables d'état, basé sur un circuit magnétique équivalent d'un moteur asynchrone afin de trouver un compromis entre la rapidité de calcul des modèles à paramètres groupés et la capacité des méthodes d'éléments finis à prendre en compte les effets spatiaux dans les machines électriques. (**Sizov et al., 2009**) ont utilisé ce modèle dans l'étude des défaillances sur le stator (court-circuit entre spires) et sur le rotor (rupture de barres) d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. En effet, les auteurs ont constatés que par rapport aux techniques de modélisation classiques, l'approche de modélisation par CEM offre deux principaux avantages : une vitesse d'exécution relativement élevée et une grande précision. Vu les principaux avantages de l'utilisation de CEM dans les études comportementaux d'une machine électrique, (**Naderi, 2017**) a proposé ce

modèle pour divers défauts dans la machine asynchrone à double cage, dans le cas sain et le cas défectueux comme la rupture de barres dans les cages (intérieures et extérieures) ou le court-circuit entre spires (enroulements du stator). L’auteur souligne dans son travail, qu’il est bénéfique d’utiliser la modélisation par CEM, car elle est capable de modéliser les différents types de défauts (en modes sains et défectueux), au travers d’un seul modèle. Ceci réduit la complexité des équations et par suite le temps de simulation. De même, dans les travaux de **(Han et al., 2019)**, le modèle de circuit magnétique équivalent est utilisé pour la modélisation du courant statorique d’une machine asynchrone défectueuse au niveau du roulement. Les travaux de **(Saneie et Nasiri-Gheidari, 2020)**, montrent également l’utilisation du modèle CEM afin d’évaluer les performances du moteur asynchrone monophasé à rotor extérieur en cage d’écureuil. L’ensemble de ces travaux, confirme que le modèle par CEM donne une précision et un temps de calcul optimisés.

Après avoir présenté la méthode de modélisation par circuit magnétique équivalent, nous allons aborder la méthode des éléments finis (FEM).

1.5.3 Modélisation à partir de la méthode des éléments finis (FEM)

En anglais, cette méthode est désignée sous le vocable « Finite Element Method ou FEM », et est l’une des techniques les plus connues, et très couramment utilisée dans l’analyse des systèmes électromagnétiques **(Amara et Barakat, 2011)**, **(Bouzid et Champenois, 2013a)**. Elle est utilisée seulement pour résoudre des problèmes complexes représentés par des équations différentielles **(Negrea, 2006)**. Cette méthode allie une très bonne précision et flexibilité mais, en raison de sa complexité, cette modélisation dynamique engendre des temps de calcul importants **(Bouzid et Champenois, 2013a)**. Citée dans plusieurs travaux, comme **(Fišer et al., 2001)**, **(Faiz et al., 2002)**, **(Vaseghi et al., 2009b)**, **(Nagarajan et Reddy, 2010)** et **(Bouzid et Champenois, 2013a)**, son utilisation permet de calculer la distribution du champ magnétique dans toute la machine électrique, et à partir de là, tous les paramètres et caractéristiques de la machine peuvent être facilement obtenus, tels que la densité de flux magnétique, les inductances, le couple électromagnétique et même l’estimation du courant. Dans une machine électrique, la méthode par FEM consiste à diviser le système en plusieurs éléments de faible dimension **(Ramahaleomiarantsoa, 2013)**. Les équations de Maxwell sont utilisées pour résoudre les problèmes électromagnétiques afin de relier les champs électriques aux champs magnétiques **(Negrea, 2006)**. La méthode a pour but de trouver la cartographie du champ magnétique présent dans la machine, afin d’en optimiser le dimensionnement **(Ramahaleomiarantsoa, 2013)**. Plusieurs travaux, certains anciens, et d’autres récents, présentent cette méthode pour la modélisation de la machine à aimants permanents **(Vaseghi et al., 2011b)**, **(Fitouri et al., 2016)** et la machine asynchrone **(Zaabi et al., 2014)** dans le cas du défaut de court-circuit entre spires et pour identifier les paramètres des moteurs **(Vaseghi et al., 2008)**, **(Vaseghi et al., 2009a)**, **(Vaseghi et al., 2011a)**.

Ainsi, nous avons présenté les différents types de modélisation des machines électriques communément utilisées et étudié leurs performances. Dans la plupart des travaux, qu’ils soient anciens ou récents, les auteurs concluent que l’utilisation du modèle basé sur la méthode des éléments finis demande trop de temps de calcul mais néanmoins que

ce modèle est très performant pour observer les performances des machines électriques (**Sudhoff *et al.*, 2007**). Dans la suite de ce paragraphe, seront abordées les techniques de surveillance de l'état de la machine asynchrone.

1.6 Techniques de surveillance de l'état de la machine asynchrone

La surveillance de la machine asynchrone, en vue de son diagnostic, peut s'établir selon les étapes suivantes (**Marwala, 2012**) :

- l'acquisition des grandeurs physiques,
- l'analyse des données,
- la sélection des fonctionnalités,
- la prise de décision,
- le diagnostic de l'état du système.

La technique de détection des défauts et la surveillance sont généralement basées sur l'exploitation des mesures des signaux. En conséquence, il est primordial de connaître quel indicateur de défaillance doit être utilisé pour analyser les défauts de la machine asynchrone. Les indicateurs sont classés en quatre types (**Tavner *et al.*, 2008**), (**Tavner et Penman, 1987**), (**Nyanteh, 2013**) et (**Mortazavizadeh et Mousavi, 2014**) :

- mécanique (vibrations, acoustique, couple),
- électromécanique (courant, tension, fuites de flux électromagnétique, couple et puissance),
- thermique (température),
- chimique (environnement agressif).

A partir de ces différents indicateurs, il existe de multiples techniques de détection de l'état de la machine asynchrone pour analyser les défauts. Par conséquent, ces techniques sont catégorisées comme suit (**Bilal *et al.*, 2021b**) et (**Xu *et al.*, 2017**) :

- surveillance basée sur l'analyse spectrale,
- surveillance basée sur des modèles,
- surveillance basée sur des données.

Dans la suite, seront expliquées les trois techniques existantes citées ci-dessus pour la surveillance des machines asynchrones. Plusieurs travaux sur les techniques de surveillance de ces machines (ou MADA) et de leur diagnostic concernant certains défauts sont détaillés dans les articles : (**Benbouzid, 2000**), (**Siddique *et al.*, 2005**), (**Zhang *et al.*, 2010**), (**Benbouzid et Kliman, 2003**), (**Mortazavizadeh et Mousavi, 2014**) et (**Haus *et al.*, 2013**).

1.6.1 Surveillance basée sur l'analyse spectrale

Dans la première catégorie, les analyses des signaux sont basées sur l'utilisation des outils spectraux pour souligner l'occurrence de composantes de fréquence spécifiques liées aux défauts (électriques ou mécaniques) qui surgissent dans la machine électrique. La méthode basée sur l'analyse spectrale consiste à effectuer une transformation des

grandeurs à surveiller (courants, tensions, vibration, acoustique, ...) du domaine temporel au domaine fréquentielle ou au domaine temps-fréquence à l'aide des outils du traitement du signal comme la transformée de Fourier, la transformée d'ondelette ou la transformation de Wigner-Ville. Dans l'analyse spectrale des signaux, des techniques telles que l'analyse de la signature du courant moteur (MCSA) sont généralement utilisées pour identifier l'apparition de composantes en harmoniques spécifiques liées aux défauts (court-circuit entre les spires, défaut dans le rotor) (Deeb et Kotelenets, 2020), (Khechekhouche *et al.*, 2020), (Sbaa *et al.*, 2020), (Yassa et Rachek, 2020), (Thampatty *et al.*, 2019), (Janrao et Ambekar, 2018), (Verma *et al.*, 2018), (Sharma *et al.*, 2017), (Xu *et al.*, 2017), (Padullaparti *et al.*, 2016), (Jung *et al.*, 2006), (Khlaief *et al.*, 2010) et (Cruz et Cardoso, 2001). Certains auteurs ont travaillé sur l'analyse des courants de séquence négative (Bouzid *et al.*, 2018), (Jeong *et al.*, 2016), (Liu et Gu, 2013), (Kohler *et al.*, 2002), (Bakhri *et al.*, 2012) et (Bouzid et Champenois, 2013b). La séquence négative ou la composante de séquence négative apparaît si la MADA est soumise à une situation de charge déséquilibrée, connectée à des charges non linéaires ou à une condition de défaut asymétrique. Dans ces conditions, un courant de séquence de phase négative existera. Elle indique que le courant circule de la charge vers la source. D'autres travaux, proposent une surveillance par le champ électromagnétique (Kumar et Isha, 2019), (Ding et Wang, 2018) et (Heno *et al.*, 2003).

1.6.2 Surveillance basée sur des modèles

Dans cette partie, la surveillance utilisait des approches basées par des modèles, qui demandent une connaissance préalable des domaines physiques et mathématiques du système ou de la MADA. Le diagnostic des défauts est effectué sur la base des caractéristiques générées telles que les résidus, l'estimation des paramètres, l'estimation de l'état, etc.. Plusieurs auteurs ont travaillé sur cette méthode de surveillance comme moyen de détecter et d'identifier le défaut dans l'enroulement du stator d'une machine asynchrone tels que : (Bilal *et al.*, 2022), (Bilal *et al.*, 2021a), (Bilal *et al.*, 2021b), (Bilal *et al.*, 2020), (Bednarz *et al.*, 2018), (Júnior *et al.*, 2018) et (Bednarz et Dybkowski, 2019).

1.6.3 Surveillance basée sur des données

Cette troisième catégorie prescrit l'utilisation d'approches basées sur les données pour détecter les défauts comme court-circuit entre spires, court-circuit entre phase, défaut de roulement, cassure des barres de rotor etc.. Ceci est entrepris en évaluant la grande quantité de données disponibles collectées à partir des capteurs non intrusifs, qui sont déjà mis en oeuvre dans le système de contrôle de la machine asynchrone actuelle sans perturber le fonctionnement normal des machines. Dans les domaines de la surveillance en ligne des machines asynchrones, il y a plusieurs méthodes axées sur les données qui ont été appliquées, avec des méthodes de surveillance comme MSP (Multivariate Statical Process) et des approches d'apprentissage automatique. L'utilisation de la surveillance basée par l'exploitation des données dans le diagnostic des machines asynchrones est proposée dans (Li *et al.*, 2018), (Yin *et al.*, 2014), (Toma *et al.*, 2013), (Yao *et al.*, 2017), (Bouzid *et al.*, 2008) et (Siddique *et al.*, 2003).

1.7 Les techniques de détection de défauts dans une machine électrique MADA

Le diagnostic et la détection de défauts d'une machine asynchrone peuvent être menés au travers de différentes techniques de traitement du signal qui dépendent des différentes approches de modélisation adoptées. En revanche, il y a d'autres techniques utilisées comme l'estimation de la densité spectrale de puissance et la démodulation. Ces deux techniques se basent sur la signature des fréquences pour l'estimation et la mise en évidence de la présence de modulation dans les signaux. En termes de décision, de multiples techniques de classification peuvent être proposées. Dans cette partie, nous allons présenter les techniques utilisées pour analyser les signaux électriques. C'est à partir de ces techniques que l'on recueille des informations ou des indices fiables liés aux différents types de défauts. Les travaux sur la surveillance de la machine électrique tournante sont nombreux et on peut citer : (**Benbouzid, 2000**), (**Yazidi et al., 2010**), (**Hegde et Maruthi, 2012**), (**Roque et al., 2012**), (**Yassa et al., 2019**) et (**Gangsar et Tiwari, 2020**).

1.7.1 Les différentes techniques d'extraction pour l'analyse des défauts dans une machine asynchrone

1.7.1.1 Techniques liées à la démodulation

Les techniques de démodulation sont comme d'autres techniques, utilisées dans l'analyse et la détection des défauts dans les machines électriques tournantes. C'est l'une des techniques qui a été le plus étudiée. Celle-ci est détaillée dans plusieurs travaux comme : (**Mohanty et Kar, 2006**), (**Trajin et al., 2009a**), (**Amirat et al., 2011**), (**Espinosa et al., 2010**), (**Yu et al., 2005**), (**Huang et al., 1998**), (**Choqueuse et al., 2012**) et (**Hu et al., 2010**). Dans d'autres travaux, (**El Bouchikhi et al., 2014**), l'auteur travaille sur la comparaison des techniques de démodulation pour la détection de défaut d'excentricité et de défaut de barres cassées dans le rotor. Pour cela, l'auteur classe deux catégories d'approches telles que : l'approche mono-dimensionnelle et l'approche multi-dimensionnelle.

1.7.1.1.a Techniques mono-dimensionnelles

Les techniques dites mono-dimensionnelles sont des techniques qui nécessitent un signal à une dimension 1-D afin de calculer l'amplitude instantanée (AI) et la fréquence instantanée (FI). Soit $x[n]$ un courant monophasé. Donc, si $x[n] = a[n] \cos[\Phi[n]]$ est un signal à valeur réelle, le signal analytique correspondant est donné par (**El Bouchikhi et al., 2014**) :

$$z[n] = a[n]e^{j\Phi[n]} \quad (1.6)$$

avec $a[n] > 0$ est l'amplitude instantanée (AI), $\Phi[n]$ est la phase instantanée (PI). Une fois que le signal analytique est calculé, le AI $a[n] > 0$ et le FI $f[n] > 0$ peut être estimé comme suit :

$$\hat{a}[n] = |z[n]| \quad (1.7)$$

$$\hat{f}[n] = \frac{1}{2\pi}(\angle(z[n+1]) - \angle(z[n])) \times F_s \quad (1.8)$$

avec $|\cdot|$ et $\angle(\cdot)$ sont respectivement le module et l'argument du signal à valeur complexe $z[n]$.

Dans l'approche mono-dimensionnelle, il comprend le démodulateur synchrone, la transformée de Hilbert et TEO (Teager Energy Operator).

a) Démodulateur synchrone :

Le démodulateur synchrone est un moyen pour détecter la modulation introduite par les défauts des machines électriques tournantes (asynchrone ou synchrone), car il peut être utilisé pour estimer le AI et le FI du signal. Il est effectué en multipliant le signal par deux signaux de référence $\cos(2\pi f_0 n/F_s)$ et $\sin(2\pi f_0 n/F_s)$. Où f_0 est la fréquence centrale du signal $x[n]$. Le principe de cette méthode est illustré ci-dessous (Figure 1.13) (**Vakman, 1996**), (**El Bouchikhi et al., 2014**) :

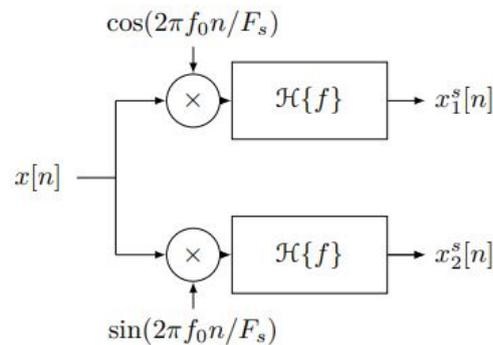


FIGURE 1.13 – **Démodulateur synchrone**

avec $\mathcal{H}\{f\}$ correspondant à la fréquence de réponse du filtre passe-bas.

b) Transformée de Hilbert :

La transformée de Hilbert (TH) est une technique classique de traitement du signal pour l'estimation du signal analytique. La TH d'un signal discret $x[n]$ est donnée par la relation suivante (**Hahn, 1996**), (**El Bouchikhi et al., 2014**) :

$$x^h[n] = x[n] * h[n] \quad (1.9)$$

avec $*$ désigne l'opérateur de convolution et $h[n]$ la réponse impulsionnelle du filtre de Hilbert qui est définie comme suivant :

$$h[n] = \begin{cases} 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ \frac{2}{\pi n} & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (1.10)$$

La transformée de Hilbert est un opérateur linéaire pour lequel un signal analytique peut être dérivé si le théorème de Bedrosian est vérifié. Ce théorème qui traite la TH du produit de deux fonctions réelles, a montré que l'unicité de la FI et de l'AI est vérifiée si et seulement si les spectres de l'amplitude instantanée et du sinus de la phase instantanée sont disjoints (**Picinbono, 1997**) et (**El Bouchikhi et al., 2014**). La figure (Figure 1.15) ci-dessous illustre les conditions du théorème de Bedrosian :

où PSD « Power Spectral Density » et FT désigne « Fourier Transform ». Le signal analytique $z^h[n]$ associé à $x[n]$ sous les conditions du théorème de Bedrosian est défini comme suit (**El Bouchikhi et al., 2014**) :

$$z^h[n] = x[n] + jx^h[n] = a[n]e^{j\Phi[n]} \quad (1.11)$$

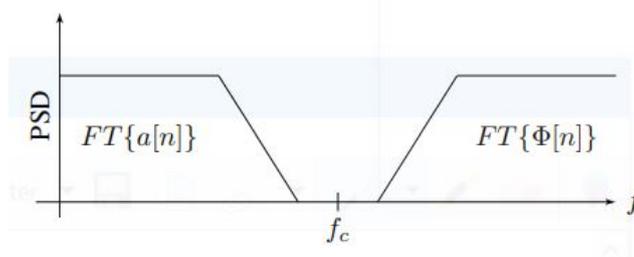


FIGURE 1.14 – Illustration des conditions du théorème de Bedrosian (El Bouchikhi *et al.*, 2014)

Dans leurs travaux, (El Bouchikhi *et al.*, 2014) ont cité une partie du travail de (Marple, 1999) en affirmant que pour un signal en temps discret à valeur réelle de N points, la TH peut être calculée de manière efficace en utilisant l’algorithme de la transformée de Fourier.

c) Teager Energy Operator (TEO) :

Le TEO « Opérateur Énergétique de Teager » est un moyen qui permet de suivre la fréquence instantanée (FI) et l’amplitude instantanée (AI) d’un signal modulé sans calculer le signal analytique (Maragos *et al.*, 1993b). Le TEO en temps discret est donné par la relation suivante (Boudraa et Salzenstein, 2018), (Maragos *et al.*, 1993a) :

$$\Psi(x[n]) = x^2[n] - x[n+1]x[n-1] \quad (1.12)$$

Pour les signaux en temps discret $x[n]$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Ψ est non linéaire et invariant en translation. À partir de la relation (1.12), on peut remarquer que le TEO est un opérateur local qui permet de capturer les fluctuations d’énergie avec une bonne résolution temporelle puisqu’il ne nécessite que trois échantillons ($x[n-1]$, $x[n]$ et $x[n+1]$) (El Bouchikhi *et al.*, 2014). Dans (Maragos *et al.*, 1993a), les auteurs ont présenté un estimateur de l’amplitude instantanée et de la fréquence instantanée d’un signal basé sur la TEO, appelé « Energy Separation Algorithm (ESA) » et qui est donné par la relation ci-dessous :

$$a[n] \approx \sqrt{\frac{\Psi[x[n]]}{1 - \left(1 - \frac{\Psi[x[n]-x[n-1]]}{2\Psi[x[n]]}\right)^2}} \quad (1.13)$$

$$f[n] \approx \frac{1}{2\pi} \arccos\left(1 - \frac{\Psi[x[n]-x[n-1]]}{2\Psi[x[n]]}\right) \quad (1.14)$$

D’après (El Bouchikhi *et al.*, 2014), l’ESA présente une propriété intéressante puisqu’elle est moins exigeante en termes de calcul et présente une meilleure résolution temporelle que les autres techniques de démodulation. En revanche, l’inconvénient de cet opérateur repose sur sa sensibilité au bruit ou à l’inadéquation du modèle. De plus, il suppose que la fréquence intermédiaire estimée ne varie pas trop rapidement ou trop fortement par rapport à la fréquence porteuse (El Bouchikhi *et al.*, 2014), (Maragos *et al.*, 1993a).

1.7.1.1.b Techniques multidimensionnelles

Les techniques dites multi-dimensionnelles sont des techniques de démodulation multidimensionnelle qui exploitent la structure triphasée des signaux de courant de stator

(El Bouchikhi *et al.*, 2015). Le courant statorique triphasé de la MADA dans des conditions générales (déséquilibre, défaut, ...etc) peut être modéliser comme suit :

$$x_k[n] = d_k a[n] \cos \left(\phi[n] - \frac{2k\pi}{3} + \psi_k \right) + b_k[n] \quad (1.15)$$

avec d_k et ψ_k correspondant respectivement au déséquilibre d'amplitude et de phase, et $k = 0, 1, 2$. Dans le cadre général, cette technique de démodulation multidimensionnelle peut être décrite par l'illustration ci-dessous.



FIGURE 1.15 – **Démodulation multidimensionnelle (El Bouchikhi *et al.*, 2015)**

L'estimation de la composante directe et en quadrature est donc obtenue à partir d'une transformée linéaire des trois signaux de phase ($x_0[n]$, $x_1[n]$, $x_2[n]$). Cette transformation linéaire peut être exprimée sous forme d'une matrice comme l'indique la relation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} y_1[n] \\ y_2[n] \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} x_0[n] \\ x_1[n] \\ x_2[n] \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

où \mathbf{H} est une matrice de 2×3 . La matrice choisie dépend de l'hypothèse d'équilibre.

Dans la technique multidimensionnelle, il comprend la transformation de Concordia, l'approche par MLE (Maximum Likelihood Estimation) et l'analyse en composantes principales. Dès que la démodulation est effectuée, les signaux démodulés sont traités afin de mesurer la gravité des pannes dans la machine.

a) Approche par la transformation de Concordia :

La transformation de Concordia n'est autre qu'une transformation linéaire qui consiste à extraire les deux composantes orthogonales des courants triphasés de l'enroulement du stator d'une machine électrique. La transformation de Concordia peut être exprimée sous la forme de matrice $\mathbf{y}^c[n]$ suivante (El Bouchikhi *et al.*, 2014), (Choqueuse *et al.*, 2012), (Trajin *et al.*, 2009b) et (Önel et Benbouzid, 2008) :

$$\mathbf{y}^c[n] = \begin{bmatrix} y_1^c[n] \\ y_2^c[n] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{-1}{\sqrt{6}} & \frac{-1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} x_k[n] \quad (1.17)$$

Pour les systèmes équilibrés ($d_0=d_1=d_2=1$ et $\psi_k=0$). L'approche par la transformation de Concordia a un principal inconvénient car elle repose sur l'hypothèse que les systèmes sont équilibrés. Or, les systèmes sont rarement équilibrés dans des conditions de fonctionnement.

b) Approche par MLE :

D'après (**El Bouchikhi et al., 2015**), la méthode MLE est une technique statistique permettant d'estimer des paramètres inconnus. Cette technique a la propriété d'être optimale dans le sens où elle atteint les limites de Cramer-Rao sous certaines conditions. Récemment, le ML (Maximum Likelihood) a été dérivé pour estimer les composantes directes et en quadrature pour les systèmes triphasés présentant uniquement un déséquilibre d'amplitude ($d_0=1$ et $\psi_k=0$) (**Choqueuse et al., 2014**). La matrice de la technique ML est donnée comme suit (**El Bouchikhi et al., 2015**), (**Choqueuse et al., 2014**) :

$$\mathbf{y}^{\text{ML}} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} d_1^2 + d_2^2 & -d_1 d_2^2 & -d_2 d_1^2 \\ \frac{d_1^2 - d_2^2}{\sqrt{3}} & \frac{d_1}{\sqrt{2}} (d_2^2 + 2) & -\frac{d_2}{\sqrt{2}} (d_2^2 + 2) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

où $M = d_1^2 + d_2^2 + d_1^2 d_2^2$. Dans le cas pratique, les paramètres de déséquilibre d_k sont inconnus et doivent être remplacés par leurs estimations. Dans (**Choqueuse et al., 2014**), il a été montré que l'estimation des paramètres de déséquilibre d_k peut être simplement obtenue à partir de son vecteur propre associé à la plus petite valeur propre de la matrice de covariance des échantillons $\hat{\mathbf{R}}$ qui est définie comme suit :

$$\hat{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} r_{00} & r_{01} & r_{02} \\ r_{01} & r_{11} & r_{12} \\ r_{02} & r_{12} & r_{22} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

où

$$r_{kl} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_k[n] x_l[n] \quad (1.20)$$

c) Approche par Analyse en Composante Principales (ACP) :

L'ACP est un outil statistique qui transforme un certain nombre de signaux en un petit nombre de composantes non corrélées appelées composantes principales. L'approche est basée sur la décomposition des valeurs propres de la matrice de covariance $\hat{\mathbf{R}}$ présentée dans la relation (1.19). Pour cela, les composantes principales $y^p[n]$ de $x[n]$ sont obtenues de la façon suivante (**El Bouchikhi et al., 2014**), (**Choqueuse et al., 2012**) :

$$y^p[n] = \begin{bmatrix} y_1^p[n] \\ y_2^p[n] \end{bmatrix} = \beta \Lambda^{-\frac{1}{2}} \mathbf{S}^T x_k[n] \quad (1.21)$$

où Λ est une matrice diagonale contenant les deux valeurs propres de $\hat{\mathbf{R}}$, \mathbf{S} est une matrice semi-unitaire contenant les vecteurs propres associés, β est un terme d'échelle donné par (**El Bouchikhi et al., 2015**) :

$$\beta = \sqrt{\frac{r_{00} + r_{11} + r_{22}}{3}} \quad (1.22)$$

Par rapport à d'autres techniques multidimensionnelles, la technique basée sur l'ACP est moins restrictive puisqu'elle tient compte de l'hypothèse d'équilibre, ce qui est une propriété intéressante pour la détection des défauts dans les machines électriques (**El Bouchikhi et al., 2015**).

Après cette brève description des techniques d'extractions pour l'analyse des défauts rencontrés dans une machine asynchrone, ci-après, une présentation sur la classification des approches dans un diagnostic est proposée.

1.8 Les Différentes approches dans le cadre du diagnostic

Dans un système de surveillance d'une machine électrique, le diagnostic consiste à détecter un fonctionnement anormal à partir des données des transducteurs utilisés. Les données peuvent être bruitées ou corrompues de manière imprévisible. La cause d'un fonctionnement anormal peut provenir principalement d'une défaillance des équipements du processus lors de la mesure (capteur, actionneur ou composant), d'une défaillance du système de contrôle (erreur de l'opérateur ou cyber-attaque du système), d'un changement d'environnement (opérateurs indisponibles, stocks épuisés). Lorsque la détection du fonctionnement anormal est faite, la cause peut être localisée et identifiée afin de prendre une décision pour la conduite du système (c'est-à-dire des actions correctives ou une re-configuration du système).

Dans plusieurs travaux de recherches, deux principaux types d'approches ont été distinguées pour le diagnostic des défauts dans les machines électriques (Figure 1.16), qui sont : les approches qui utilisent un modèle analytique ou physique du système et les approches qui reposent uniquement sur les observations du système (**Venkatasubramanian *et al.*, 2003**). Les techniques de diagnostic à partir des modèles sont coûteuses et parfois difficiles à mettre en oeuvre tout en offrant des performances moins satisfaisantes. Par ailleurs, les auteurs de l'article (**Najafi *et al.*, 2012**) proposent l'application de l'apprentissage automatique pour le diagnostic des pannes dans une centrale de traitement d'air. Ils citent dans leur article plusieurs applications industrielles où un modèle est difficile voire impossible à obtenir en raison d'une complexité accrue ou de plusieurs re-configurations nécessaires dans le processus de production. Pour ce type d'applications industrielles, les seules méthodes de surveillance opérationnelle sont celles sans modèle analytique ou physique.

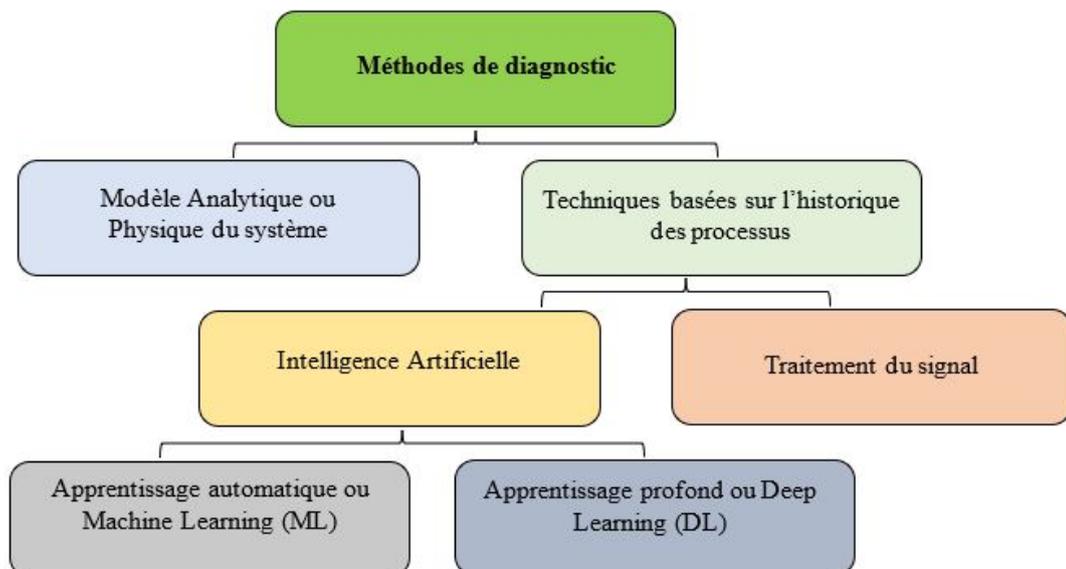


FIGURE 1.16 – Les différentes méthodes de diagnostic dans une machine électrique tournante

Dans les techniques basées sur l'historique des processus, on trouve des outils de traitement du signal et des outils de l'intelligence artificielle ou IA. En revanche, d'après

(Lo *et al.*, 2018) l'approche à partir des outils de traitement du signal se limite à la détection et pose des problèmes car ils utilisent des tests statistiques (moyenne ou variance) pour définir les seuils de détection. En effet, l'intelligence artificielle propose des outils totalement découplés de la structure du système, et ne nécessitent pas de modélisation préalable de ce dernier et permettent un suivi en temps réel de son évolution. Dans le suivi en ligne, l'approche par l'intelligence artificielle est plus performante dans les changements de modes de fonctionnement et peut comporter plusieurs re-configurations si nécessaire.

1.9 Conclusion

Ce premier chapitre traite les généralités sur les machines asynchrones à double alimentation (MADA) en évoquant leur structure avec une brève description du convertisseur direct ou AC-AC. Les différents modes de fonctionnement de la MADA sont détaillés comme suit : l'hypo-synchrone et l'hyper-synchrone. Dans la suite de cette partie, les différents types de défaut pouvant survenir dans la MADA à rotor bobiné sont détaillés ainsi que les techniques de surveillance. Puis, l'étude d'un modèle mathématique pour représenter et simuler le comportement dans différentes conditions de fonctionnement des machines électriques triphasées est proposée. Le prochain chapitre traite la modélisation de la MADA dans le cas sain et le cas défectueux à partir du modèle des CCM. Le défaut étudié dans ce manuscrit est le court-circuit entre spires du stator. Ce dernier se situe sur la première phase de l'enroulement du stator de la MADA (phase A). La MADA étudiée peut être configurée suivant six taux de court-circuit (2,5%, 5%, 10%, 20%, 30% et 40%).

Bibliographie

- AMARA, Y. et BARAKAT, G. (2011). Modeling and diagnostic of stator faults in induction machines using permeance network method. *In PIERS Proceedings*.
- AMIN, A. A., TAWFIQ, K. B., YOUSSEF, H. et EL-KHOLY, E. (2016). Performance analysis of inverter fed from wind energy system. *In 2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pages 512–516. IEEE.
- AMIRAT, Y., CHOQUEUSE, V., BENBOUZID, M. et TURRI, S. (2011). Hilbert transform-based bearing failure detection in dfig-based wind turbines. *International Review of Electrical Engineering*, 6(3):1249–1256.
- ARKAN, M., KOSTIC-PEROVIC, D. et UNSWORTH, P. (2005). Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics. *Electric Power Systems Research*, 75(1):57–66.
- BAKHRI, S., ERTUGRUL, N. et SOONG, W. L. (2012). Negative sequence current compensation for stator shorted turn detection in induction motors. *In IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1921–1926. IEEE.
- BEDNARZ, S. A. et DYBKOWSKI, M. (2019). Induction motor windings faults detection using flux-error based mras estimators. *Diagnostyka*, 20(2):87–96.
- BEDNARZ, S. A., DYBKOWSKI, M. et WOLKIEWICZ, M. (2018). Identification of the stator faults in the induction motor drives using parameter estimator. *In 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 688–693. IEEE.
- BEDOUD, K., BAHY, T. et MERABET, H. (2016). Comparative study of wind energy conversion system driven by matrix converter and ac/dc/ac converter. *In Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Electrical Systems*, volume 1, pages 301–306.
- BENBOUZID, M. E. H. (2000). A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. *IEEE transactions on industrial electronics*, 47(5):984–993.
- BENBOUZID, M. E. H. et KLIMAN, G. B. (2003). What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis? *IEEE Transactions on energy Conversion*, 18(2):238–244.
- BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2020). Detection of inter-turn short-circuit on a doubly fed induction machine with d-q axis representation. *In 2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, pages 1–4.
- BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2021a). Comparison of quadrature currents and vibration signal to detect inter-turn short circuit on a doubly fed induction machine (dfim). *In 2021 IEEE 62nd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, pages 1–6. IEEE.

- BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2021b). An Experimental Approach for Detection and Quantification of Short-Circuit on a Doubly Fed Induction Machine (DFIM) Windings. *Springer, Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 32(4):1123–1130.
- BILAL, H., SAMBATRA, E. J. R., HERAUD, N., RAZAFIMAHENINA, J.-M. et DYAGILEVA, S. (2022). Detection of inter-turn short-circuit on a doubly fed induction machine with dq axis representation—application to different power levels. *Progress In Electromagnetics Research B*, 95:23–40.
- BINDU, S. et THOMAS, V. V. (2014). Diagnoses of internal faults of three phase squirrel cage induction motor—a review. *In 2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT)*, pages 48–54. IEEE.
- BLODT, M., GRANJON, P., RAISON, B. et ROSTAING, G. (2008). Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring. *IEEE transactions on industrial electronics*, 55(4):1813–1822.
- BOUDRAA, A.-O. et SALZENSTEIN, F. (2018). Teager–kaiser energy methods for signal and image analysis : A review. *Digital Signal Processing*, 78:338–375.
- BOUZID, M. et CHAMPENOIS, G. (2013a). An efficient, simplified multiple-coupled circuit model of the induction motor aimed to simulate different types of stator faults. *Mathematics and computers in simulation*, 90:98–115.
- BOUZID, M. et CHAMPENOIS, G. (2013b). Experimental compensation of the negative sequence current for accurate stator fault detection in induction motors. *In IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2804–2809. IEEE.
- BOUZID, M. B. K., CHAMPENOIS, G., BELLAJ, N. M., SIGNAC, L. et JELASSI, K. (2008). An effective neural approach for the automatic location of stator interturn faults in induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12): 4277–4289.
- BOUZID, M. B. K., CHAMPENOIS, G. et TNANI, S. (2018). Reliable stator fault detection based on the induction motor negative sequence current compensation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 95:490–498.
- BOYETTE, A. (2006). *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- CADIRCI, I. et ERMIŞ, M. (1992). Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds : steady-state performance optimisation and wind-energy recovery. *In IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, volume 139, pages 429–442. IET.
- CARON, F. et CARDOT, F. (1991). Histoire de l'électricité en france. *Tome*, 1:1881–1918.
- CHOQUEUSE, V. V., ADEL, B., EL BOUCHIKHI, E. H. et BENBOUZID, M. (2014). Estimation of amplitude, phase and unbalance parameters in three phase systems :

- analytical solutions, efficient implementation and performance analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 62(16):4064 – 4076.
- CHOQUEUSE, V. V., BENBOUZID, M., AMIRAT, Y. et TURRI, S. (2012). Diagnosis of Three-Phase Electrical Machines Using Multidimensional Demodulation Techniques. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(4):2014–2023.
- CRUZ, S. M. et CARDOSO, A. M. (2001). Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park’s vector approach. *IEEE Transactions on industry applications*, 37(5):1227–1233.
- CUSIDÓCUSIDO, J., ROMERAL, L., ORTEGA, J. A., ROSERO, J. A. et ESPINOSA, A. G. (2008). Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2):633–643.
- DEEB, M. et KOTELNETS, N. F. (2020). Fault diagnosis of 3-phase induction machine using harmonic content of stator current spectrum. *In 2020 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, pages 1–6. IEEE.
- DIDIER, G., TERNISIEN, E., CASPARY, O. et RAZIK, H. (2007). A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 21(2):1127–1142.
- DING, S. et WANG, Y. (2018). An analysis of the electromagnetic field of the winding inter-turn short-circuit of an asynchronous motor. *In Electronic Engineering : Proceedings of the 4th International Conference of Electronic Engineering and Information Science (ICEEIS 2017), January 7-8, 2017, Haikou, PR China*, page 75. CRC Press.
- EL BOUCHIKHI, E. H., CHOQUEUSE, V. V. et BENBOUZID, M. (2015). Condition Monitoring of Induction Motors Based on Stator Currents Demodulation. *INTERNATIONAL REVIEW OF ELECTRICAL ENGINEERING-IRÉE*, 10(6):704–715.
- EL BOUCHIKHI, E. H., CHOQUEUSE, V. V., BENBOUZID, M. et ANTONINO-DAVIU, J. A. (2014). Stator current demodulation for induction machine rotor faults diagnosis. *In International Conference on Green Energy 2014*, pages 176 – 181, Sfax, Tunisia.
- ESPINOSA, A. G., ROSERO, J. A., CUSIDO, J., ROMERAL, L. et ORTEGA, J. A. (2010). Fault detection by means of hilbert–huang transform of the stator current in a pmsm with demagnetization. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(2):312–318.
- FAIZ, J., SHARIFIAN, M. B. B., FEYZI, M. R. et SHAARBAFI, K. (2002). A complete lumped equivalent circuit of three-phase squirrel-cage induction motors using two-dimensional finite-elements technique. *IEEE transactions on energy conversion*, 17(3):363–367.
- FIŠER, R., MAKUC, D. et AMBROŽIČ, V. (2001). *Evaluation of the induction motor cage fault stage using finite element method*.
- FITOURI, M., BENSALAM, Y. et ABDELKRIM, M. N. (2016). Modeling and detection of the short-circuit fault in pmsm using finite element analysis. *IFAC-PapersOnLine*, 49(12):1418–1423.

- FU, Q., YUE, S., HE, B. et FU, N. (2019). Multiple coupled circuit modelling approach for squirrel cage induction machine under single-broken-bar fault with stator winding functions decomposed in d–q rotor reference frame. *IET Electric Power Applications*, 13(7):889–900.
- GANDHI, A., CORRIGAN, T. et PARSA, L. (2010). Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(5):1564–1575.
- GANGSAR, P. et TIWARI, R. (2020). Signal based condition monitoring techniques for fault detection and diagnosis of induction motors : A state-of-the-art review. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 144:106908.
- HAHN, S. L. (1996). *Hilbert transforms in signal processing*. Artech House Signal Processing.
- HAN, Q., DING, Z., XU, X., WANG, T. et CHU, F. (2019). Stator current model for detecting rolling bearing faults in induction motors using magnetic equivalent circuits. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 131:554–575.
- HAUS, S., MIKAT, H., NOWARA, M., KANDUKURI, S. T., KLINGAUF, U. et BUDERATH, M. (2013). Fault detection based on mcsa for a 400hz asynchronous motor for airborne applications. *International Journal of Prognostics and Health Management*.
- HEGDE, V. et MARUTHI, G. (2012). Experimental investigation on detection of air gap eccentricity in induction motors by current and vibration signature analysis using non-invasive sensors. *Energy Procedia*, 14:1047–1052.
- HENAO, H., DEMIAN, C. et CAPOLINO, G.-A. (2003). A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(5):1272–1279.
- HERSCHDORFER, J. (1932). Theory of the double field induction motor. *Archiv fur elektrotechnik*, 26:620–625.
- HOUDOIN, G., BARAKAT, G., DAKYO, B. et DESTOBBELEER, E. (2003). A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, volume 1, pages 297–303. IEEE.
- HOUDOIN, G., BARAKAT, G., DAKYO, B., DESTOBBELEER, E. et NICHITA, C. (2002). A coupled magnetic circuit based global method for the simulation of squirrel cage induction machines under rotor and stator faults. *Proceedings of ELECTRI-MACS'02*, pages 18–21.
- HU, N. Q., XIA, L. R., GU, F. S. et QIN, G. J. (2010). A novel transform demodulation algorithm for motor incipient fault detection. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60(2):480–487.
- HUANG, N. E., SHEN, Z., LONG, S., WU, M., SHIH, H., ZHENG, Q., TUNG, C. et LIU, H. (1998). The empirical mode decomposition and hilbert spectrum for nonlinear and nonstationary time series analysis. *Proceedings of the Royal Society A*, 545(1971): 903–995.

- HUR, J., TOLIYAT, H. A. et HONG, J.-P. (2001). Dynamic analysis of linear induction motors using 3-d equivalent magnetic circuit network (emcn) method. *Electric Power Components and Systems*, 29(6):531–541.
- ILONEN, J., KAMARAINEN, J.-K., LINDH, T., AHOLA, J., KALVIAINEN, H. et PARTANEN, J. (2005). Diagnosis tool for motor condition monitoring. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(4):963–971.
- JANRAO, S. et AMBEKAR, M. R. (2018). Fault diagnosis of an induction motor using motor current signature analysis. *International Journal of Applied Engineering Research*, 13(12):11002–1008.
- JEONG, H., MOON, S., LEE, J. et KIM, S. W. (2016). Inter-turn short fault diagnosis of permanent magnet synchronous machines using negative sequence components. In *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 170–174. IEEE.
- JOKSIMOVIC, G. M. et PENMAN, J. (2000). The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 47(5):1078–1084.
- JUNG, J.-H., LEE, J.-J. et KWON, B.-H. (2006). Online diagnosis of induction motors using mcsa. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(6):1842–1852.
- JÚNIOR, A. M., SILVA, V. V., BACCARINI, L. M. et MENDES, L. F. (2018). The design of multiple linear regression models using a genetic algorithm to diagnose initial short-circuit faults in 3-phase induction motors. *Applied Soft Computing*, 63:50–58.
- KARMAKAR, S., CHATTOPADHYAY, S., MITRA, M. et SENGUPTA, S. (2016). *Induction motor fault diagnosis*, volume 25. Springer.
- KHECHEKHOUCHE, A., CHERIF, H., BENAKCHA, A., MENACER, A., CHEHAIDIA, S. E. et PANCHAL, H. (2020). Experimental diagnosis of inter-turns stator fault and unbalanced voltage supply in induction motor using mcsa and dwer. *Periodicals of Engineering and Natural Sciences*, 8(3):1202–1216.
- KHLAIEF, A., BOUSSAK, M. et GOSSA, M. (2010). Open phase faults detection in pmsm drives based on current signature analysis. In *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*, pages 1–6. IEEE.
- KHOJET EL KHIL, S. (2006). *Commande vectorielle d’une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) : optimisation des pertes dans les convertisseurs : re-configuration de la commande pour un fonctionnement sécurisé*. Thèse de doctorat, Toulouse, INPT.
- KLIMAN, G. et STEIN, J. (1992). Methods of motor current signature analysis. *Electric Machines and power systems*, 20(5):463–474.
- KOHLER, J. L., SOTTILE, J. et TRUTT, F. C. (2002). Condition monitoring of stator windings in induction motors. i. experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(5):1447–1453.

- KUMAR, P. et ISHA, T. (2019). Fem based electromagnetic signature analysis of winding inter-turn short-circuit fault in inverter fed induction motor. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 3(3):309–315.
- LI, C., ZHANG, W., PENG, G. et LIU, S. (2018). Bearing fault diagnosis using fully-connected winner-take-all autoencoder. *IEEE Access*, 6:6103–6115.
- LIANG, B., PAYNE, B. S., BALL, A. D. et IWNICKI, S. D. (2002). Simulation and fault detection of three-phase induction motors. *Mathematics and computers in simulation*, 61(1):1–15.
- LIU, P. et GU, L. (2013). A negative sequence component fusion method and its applications in diagnosis of inter-turn short circuit faults in induction motor stator windings. *In Proc. Chin. Soc. Electr. Eng*, volume 33, page 15.
- LO, N. G., SOUALHI, A., FRINÌ, M. et RAZIK, H. (2018). Gear and bearings fault detection using motor current signature analysis. *In 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 900–905. IEEE.
- LUO, X., LIAO, Y., TOLIYAT, H. A., EL-ANTABLY, A. et LIPO, T. A. (1995). Multiple coupled circuit modeling of induction machines. *IEEE Transactions on industry applications*, 31(2):311–318.
- MAHYOB, A., REGHEM, P. et BARAKAT, G. (2009). Permeance network modeling of the stator winding faults in electrical machines. *IEEE transactions on magnetics*, 45(3):1820–1823.
- MARAGOS, P., KAISER, J. et QUATIERI, T. (1993a). Energy separation in signal modulations with application to speech analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(10):3024–3051.
- MARAGOS, P., KAISER, J. F. et QUATIERI, T. F. (1993b). On amplitude and frequency demodulation using energy operators. *IEEE Transactions on signal processing*, 41(4):1532–1550.
- MARPLE, L. (1999). Computing the discrete-time "analytic" signal via fft. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 47(9):2600–2603.
- MARWALA, T. (2012). *Condition monitoring using computational intelligence methods : applications in mechanical and electrical systems*. Springer Science & Business Media.
- MOHANTY, A. R. et KAR, C. (2006). Fault detection in a multistage gearbox by demodulation of motor current waveform. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1285–1297.
- MORINIGO-SOTELO, D., GARCIA-ESCUADERO, L. A., DUQUE-PEREZ, O. et PEREZ-ALONSO, M. (2009). Practical aspects of mixed-eccentricity detection in pwm voltage-source-inverter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1):252–262.
- MORTAZAVIZADEH, S. et MOUSAVI, S. (2014). A review on condition monitoring and diagnostic techniques of rotating electrical machines. *Physical Science International Journal*, pages 310–338.

- MULTON, B. (1995). Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réluctance variable. *La Revue 3 E. I.*, pages pp–3.
- NADERI, P. (2017). Modified magnetic-equivalent-circuit approach for various faults studying in saturable double-cage-induction machines. *IET Electric Power Applications*, 11(7):1224–1234.
- NAGARAJAN, S. et REDDY, S. R. (2010). Modeling and simulation of faulty squirrel-cage induction motor using magnet. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2(5):867.
- NAJAFI, M., AUSLANDER, D. M., BARTLETT, P. L., HAVES, P. et SOHN, M. D. (2012). Application of machine learning in the fault diagnostics of air handling units. *Applied Energy*, 96:347–358.
- NANDI, S., TOLIYAT, H. A. et LI, X. (2005). Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors—a review. *IEEE transactions on energy conversion*, 20(4):719–729.
- NEGREA, M. D. (2006). *Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines*. Doctoral thesis.
- NYANTEH, Y. D. (2013). Application of artificial intelligence to rotating machine condition monitoring.
- PADULLAPARTI, H. V., CHIRAPONGSANANURAK, P., HERNANDEZ, M. E. et SANTOSO, S. (2016). Analytical approach to estimate feeder accommodation limits based on protection criteria. *IEEE Access*, 4:4066–4081.
- PENA, R., CLARE, J. et ASHER, G. (1996). Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEE Proceedings-Electric power applications*, 143(3):231–241.
- PICINBONO, B. (1997). On instantaneous amplitude and phase of signals. *IEEE Transactions on signal processing*, 45(3):552–560.
- POITIERS, F. (2003). *ETUDE ET COMMANDE DE GENERATRICES ASYNCHRONES POUR L’UTILISATION DE L’ENERGIE EOLIENNE-Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau*. Thèse de doctorat, Université de Nantes.
- RAMAHALEOMIARANTSOA, F. J. (2013). *Diagnostic des systèmes à énergies renouvelables de type éolien*. Theses, Université Pascal Paoli ; Ecole supérieure polytechnique d’Antsiranana (Madagascar).
- RAZAFIMAHEFA, T., BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2019). Experimental and analytical approaches for investigating low-level inter-turn winding faults in induction machine. In *2019 4th Conference on Control and Fault Tolerant Systems (SysTol)*, pages 135–140. IEEE.
- RAZIK, H. (2002). Le contenu spectral du courant absorbé par la machine asynchrone en cas de défaillance, un état de l’art. *La revue 3EI*, 29:48–52.

- RODRIGUEZ, J., RIVERA, M., KOLAR, J. W. et WHEELER, P. W. (2011). A review of control and modulation methods for matrix converters. *IEEE transactions on industrial electronics*, 59(1):58–70.
- ROQUE, A., CALADO, J. et RUIZ, J. (2012). Vibration analysis versus current signature analysis. *IFAC Proceedings Volumes*, 45(20):794–799.
- SAHRAOUI, M., GHOGGAL, A., ZOUZOU, S. E., ABOUBOU, A. et RAZIK, H. (2006). Modelling and detection of inter-turn short circuits in stator windings of induction motor. In *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 4981–4986. IEEE.
- SALLOUM, G. (2007). *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*. Thèse de doctorat.
- SANEIE, H. et NASIRI-GHEIDARI, Z. (2020). Performance analysis of outer-rotor single-phase induction motor based on magnetic equivalent circuit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(2):1046–1054.
- SBAA, S., BESSOUS, N., PUSCA, R. et ROMARY, R. (2020). A comparative study dedicated to rotor failure detection in induction motors using mcsa, dwt, and emd techniques. In *2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pages 1–11. IEEE.
- SCHOEN, R. R. et HABETLER, T. G. (1993). Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines. In *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, pages 324–330. IEEE.
- SERRANO IRIBARNEGARAY, L. (1989). *Fundamentos de máquinas eléctricas rotativas*. Universidad Politécnica de Valencia.
- SHARMA, A., CHATTERJI, S. et MATHEW, L. (2017). A novel park’s vector approach for investigation of incipient stator fault using mcsa in three-phase induction motors. In *2017 International Conference on Innovations in Control, Communication and Information Systems (ICICCI)*, pages 1–5. IEEE.
- SIDDIQUE, A., YADAVA, G. et SINGH, B. (2003). Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics : review. In *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003.*, pages 29–34.
- SIDDIQUE, A., YADAVA, G. et SINGH, B. (2005). A review of stator fault monitoring techniques of induction motors. *IEEE transactions on energy conversion*, 20(1):106–114.
- SINGH, G. *et al.* (2003). Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research—a survey. *Electric Power Systems Research*, 64(2):145–158.
- SIZOV, G. Y., YEH, C.-C. et DEMERDASH, N. A. (2009). Magnetic equivalent circuit modeling of induction machines under stator and rotor fault conditions. In *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages 119–124. IEEE.

- STAVROU, A., SEDDING, H. G. et PENMAN, J. (2001). Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors. *IEEE Transactions on energy conversion*, 16(1):32–37.
- SUDHOFF, S. D., KUHN, B. T., CORZINE, K. A. et BRANECKY, B. T. (2007). Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2):259–270.
- SVENSSON, J. (1996). Simulation of power angle controlled voltage source converter using a linear quadratic method in a wind energy application. In *5th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, pages 157–162. IEEE.
- TALLAM, R. M., HABETLER, T. G. et HARLEY, R. G. (2002). Transient model for induction machines with stator winding turn faults. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(3):632–637.
- TAVNER, P., RAN, L., PENMAN, J. et SEDDING, H. (2008). *Condition monitoring of rotating electrical machines*, volume 56. IET.
- TAVNER, P. J. et PENMAN, J. (1987). Condition monitoring of electrical machines, vol. 1. *Research Studies Pre.*
- TAWFIQ, K. B., MANSOUR, A. S., RAMADAN, H. S., BECHERIF, M. et EL-KHOLY, E. (2019). Wind energy conversion system topologies and converters : Comparative review. *Energy Procedia*, 162:38–47.
- THAMPATTY, K. S., NATHAN, V. et RAJIV, A. (2019). Detection and analysis of rotor bearing fault in a three phase induction motor using mcsa and ansys® maxwell 2d. *Journal on Electrical Engineering*, 13(1).
- TOLIYAT, H. A., NANDI, S., CHOI, S. et MESHGIN-KELK, H. (2012). *Electric machines : modeling, condition monitoring, and fault diagnosis*. CRC press.
- TOMA, S., CAPOCCHI, L. et CAPOLINO, G.-A. (2013). Wound-rotor induction generator inter-turn short-circuits diagnosis using a new digital neural network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9):4043–4052.
- TRACHI, Y. (2017). *On induction machine faults detection using advanced parametric signal processing techniques*. Thèse de doctorat, Université de Bretagne occidentale-Brest.
- TRAJIN, B., CHABERT, M., REGNIER, J. et FAUCHER, J. (2009a). Hilbert versus concordia transform for three-phase machine stator current time-frequency monitoring. *Mechanical systems and signal processing*, 23(8):2648–2657.
- TRAJIN, B., CHABERT, M., REGNIER, J. et FAUCHER, J. (2009b). Hilbert versus concordia transform for three-phase machine stator current time-frequency monitoring. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 23(8):2648–2657.
- VAKMAN, D. (1996). On the analytic signal, the teager-kaiser energy algorithm, and other methods for defining amplitude and frequency. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 44(4):791–797.

- VASEGHI, B., NAHID-MOBARAKH, B., TAKORABET, N. et MEIBODY-TABAR, F. (2011a). Inductance identification and study of pm motor with winding turn short circuit fault. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(5):978–981.
- VASEGHI, B., TAKORABET, N. et MEIBODY-TABAR, F. (2008). Modeling of im with stator winding inter-turn fault validated by fem. *In 2008 18th International Conference on Electrical Machines*, pages 1–5. IEEE.
- VASEGHI, B., TAKORABET, N. et MEIBODY-TABAR, F. (2009a). Fault analysis and parameter identification of permanent-magnet motors by the finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(9):3290–3295.
- VASEGHI, B., TAKORABET, N. et MEIBODY-TABAR, F. (2009b). Transient finite element analysis of induction machines with stator winding turn fault. *Progress In Electromagnetics Research*, 95:1–18.
- VASEGHI, B., TAKORABET, N., NAHID-MOBARAKEH, B. et MEIBODY-TABAR, F. (2011b). Modelling and study of pm machines with inter-turn fault dynamic model–fem model. *Electric Power Systems Research*, 81(8):1715–1722.
- VENKATASUBRAMANIAN, V., RENGASWAMY, R., YIN, K. et KAVURI, S. N. (2003). A review of process fault detection and diagnosis : Part i : Quantitative model-based methods. *Computers & chemical engineering*, 27(3):293–311.
- VERMA, A. K., RADHIKA, S. et PADMANABHAN, S. (2018). Wavelet based fault detection and diagnosis using online mcsa of stator winding faults due to insulation failure in industrial induction machine. *In 2018 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (RAICS)*, pages 204–208. IEEE.
- WU, B., PONTT, J., RODRÍGUEZ, J., BERNET, S. et KOURO, S. (2008). Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE transactions on industrial electronics*, 55(7):2786–2797.
- XU, Z., HU, C., YANG, F., KUO, S.-H., GOH, C.-K., GUPTA, A. et NADARAJAN, S. (2017). Data-driven inter-turn short circuit fault detection in induction machines. *IEEE Access*, 5:25055–25068.
- YAO, B., ZHEN, P., WU, L. et GUAN, Y. (2017). Rolling element bearing fault diagnosis using improved manifold learning. *IEEE Access*, 5:6027–6035.
- YASSA, N. et RACHEK, M. (2020). Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis. *Mathematics and Computers in Simulation*, 167:325–339.
- YASSA, N., RACHEK, M. et HOUASSINE, H. (2019). Motor current signature analysis for the air gap eccentricity detection in the squirrel cage induction machines. *Energy Procedia*, 162:251–262.
- YAZIDI, A., HENAO, H., CAPOLINO, G. et BETIN, F. (2010). Rotor inter-turn short circuit fault detection in wound rotor induction machines. *In The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, pages 1–6.

- YIN, S., DING, S. X., XIE, X. et LUO, H. (2014). A review on basic data-driven approaches for industrial process monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(11):6418–6428.
- YU, D., CHENG, J. et YANG, Y. (2005). Application of emd method and hilbert spectrum to the fault diagnosis of roller bearings. *Mechanical systems and signal processing*, 19(2):259–270.
- ZAABI, W., BENSALAM, Y. et TRABELSI, H. (2014). Fault analysis of induction machine using finite element method (fem). In *2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pages 388–393. IEEE.
- ZHANG, P., DU, Y., HABETLER, T. G. et LU, B. (2010). A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(1):34–46.
- ÖNEL, I. Y. et BENBOUZID, M. E. H. (2008). Induction motor bearing failure detection and diagnosis : Park and concordia transform approaches comparative study. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 13(2):257–262.

Chapitre 2

MODELISATION DE LA MADA EN MODE MOTEUR

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, la modélisation de la MADA va être présentée dans deux configurations (sain et en présence d'un défaut de court-circuit entre spires) pour un fonctionnement en mode moteur. Les génératrices asynchrones sont des machines électriques tournantes qui sont font intervenir des phénomènes électriques, mécaniques et magnétiques. Dans tous les cas d'études de la génératrice asynchrone relatifs à son comportement ou sa commande, l'élaboration d'un modèle physique et/ou mathématique qui soit représentatif demeure un enjeu important pour les industries et les laboratoires de recherche. Cependant, deux phénomènes sont très importants dans l'élaboration de modèles dans le cadre des études des machines électriques tournantes, il s'agit des phénomènes électromagnétique et électromécanique. Dans les lois fondamentales de la physique, ces deux phénomènes, peuvent être modélisés par les équations de James Clarke Maxwell (1831-1879) pour la partie électromagnétique, les équations de Laplace (1749-1827) et la deuxième loi de Newton (1643-1727) pour la partie électromécanique.

Dans les études comportementales des machines électriques tournantes, il y a trois types d'équations utilisées dans la modélisation qui sont :

- les équations électriques : loi d'Ohm généralisée avec la loi de Faraday c'est-à-dire la relation entre les tensions et les courants sur les deux enroulements (stator et rotor),
- les équations magnétiques : ce sont les équations qui décrivent le théorème d'Ampère.
- les équations mécaniques : ce sont les équations qui se basent sur le principe fondamental de la dynamique (PFD) et décrivent la variation de la vitesse de l'arbre de la machine en fonction du couple.

Une des difficultés dans l'analyse du comportement de la machine électrique est la non-linéarité des équations, même si des hypothèses simplificatrices sont prises en compte. Cette difficulté se manifeste surtout dans le régime transitoire. Afin de faciliter les analyses comportementales d'une machine électrique tournante, la transformée de Park a été introduite. La transformée de Park, est un outil mathématique utilisé pour la simplification du modèle complet (triphase) de la machine électrique tournante pour un modèle diphasé tout en gardant les aspects physiques des grandeurs transformées.

Dans cette partie, comme a été indiqué précédemment, les modèles mathématiques de la MADA vont être élaborés dans les cas : sain et en présence d'un défaut de court-circuit sur l'un des enroulements du stator. Ensuite, les différents résultats obtenus pour la modélisation seront validés dans un cadre expérimental. Par conséquent, les grandeurs ciblées dans cette partie sont les courants dans les deux enroulements (rotor et stator) de la MADA.

2.2 Modèle analytique de la MADA

Afin de présenter la modélisation mathématique de la MADA, un modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné sera élaborés.

2.2.1 Hypothèse de la modélisation

L'étude de la MADA se fera dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, à savoir, (**Didier et al., 2005**) :

- Il n'y a pas de saturation du circuit magnétique,
- l'hystérésis et le courant de Foucault sont négligeables,
- le phénomène d'effet de peau est négligeable,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

La force magnétomotrice créée par les deux enroulements (stator et rotor) de la machine étudiée sera prise en considération sachant qu'elle est à répartition sinusoïdale suivant l'entrefer. En considérant, que le système étudié est triphasé, le stator possède donc trois phases comme le rotor (les enroulements des trois phases du rotor sont en court-circuit dans le cadre de cette étude).

2.2.2 Modèle de la MADA en mode sain

2.2.2.1 Equations électriques dans le cas d'un fonctionnement sain

Dans un premier temps, le schéma équivalent électrique de la MADA en mode moteur est présenté (Figure 2.1) afin d'écrire les équations du système.

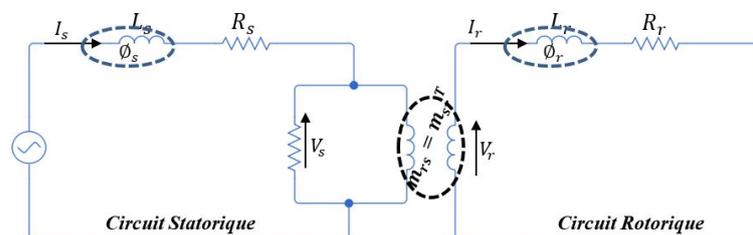


FIGURE 2.1 – Schéma électrique équivalent de la MADA

Les trois phases du stator (A, B et C) et du rotor (a, b et c) sont présentées sous forme vectorielle (**Thomsen et Kallesoe, 2006**). Les vecteurs $[V_s]$, $[I_s]$ et $[\phi_s]$ représentent les tensions (indice "s" pour le stator), les courants et les flux sur les enroulements statoriques du moteur. Les tensions (indice "r" pour le rotor), les courants et les flux au niveau du rotor sont représentés par $[V_r]$, $[I_r]$ et $[\phi_r]$. La machine est considérée comme symétrique : $[R_s]$ et $[R_r]$ sont donc des matrices diagonales, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$

correspondent aux matrices d'inductances mutuelles entre une phase du stator et une phase du rotor.

Les nomenclatures utilisées sont suivantes :

$[L_r]$: la matrice des inductances propres sur les trois phases de l'enroulement du rotor et celle des coefficients de mutuelle inductance entre deux phases du rotor,

$[L_s]$: la matrice des inductances propres sur les trois phases de l'enroulement du stator et celle des coefficients de mutuelle inductance entre deux phases du stator,

l_{rp} : l'inductance propre d'une phase rotorique,

l_{sp} : l'inductance propre d'une phase statorique,

M_r : le coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor,

M_s : le coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator,

$[R_r]$: la matrice des résistances sur les trois phases rotoriques,

$[R_s]$: la matrice des résistances sur les trois phases statoriques,

r_r : la résistance propre d'une phase rotorique,

r_s : la résistance propre d'une phase statorique,

$[\phi_r]$: le flux rotorique,

$[\phi_s]$: le flux statorique,

l_{rc} : l'inductance cyclique rotorique,

l_{sc} : l'inductance cyclique statorique,

$[m_{sr}]$: la matrice des inductances mutuelles entre les trois phases du stator et les trois phases du rotor,

$[m_{rs}]$: la matrice des inductances mutuelles entre les trois phases du rotor et les trois phases du stator (où $[m_{rs}] = [m_{sr}]^T$),

M_{sr} : le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ; il est obtenu lorsque les axes sont alignés.

Les vecteurs de tension, de courant et de flux peuvent être représentés en triphasé par :

$$[V_s] = [V_{sA} \ V_{sB} \ V_{sC}]^T \quad (2.1)$$

$$[I_s] = [I_{sA} \ I_{sB} \ I_{sC}]^T \quad (2.2)$$

$$[\phi_s] = [\phi_{sA} \ \phi_{sB} \ \phi_{sC}]^T \quad (2.3)$$

$$[V_r] = [V_{rA} \ V_{rB} \ V_{rC}]^T \quad (2.4)$$

$$[I_r] = [I_{rA} \ I_{rB} \ I_{rC}]^T \quad (2.5)$$

$$[\phi_r] = [\phi_{rA} \ \phi_{rB} \ \phi_{rC}]^T \quad (2.6)$$

avec V_i , I_i et ϕ_i (avec i ayant pour valeur r (rotor) et s (stator) ; A, B, et C ainsi que a, b et c représentant les trois phases au niveau du stator et du rotor respectivement) qui sont respectivement les tensions, les courants et les flux pour le stator et le rotor. La position du rotor par rapport au stator est représentée par la position angulaire θ . D'après la Loi de Faraday, une force électromotrice (f.é.m.) e apparaît dans le circuit électrique quand le flux d'induction ϕ le traversant varie, sa valeur instantanée est définie par :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.7)$$

La figure (Figure 2.1) est la représentation unifilaire du circuit électrique de la machine asynchrone à rotor bobiné, mais en réalité la machine asynchrone a six enroulements, c'est-à-dire, trois enroulements au niveau du stator et de même au niveau du rotor. En général, en appliquant la loi de Faraday sur un circuit électrique comme le représente la figure (Figure 2.1), la résistance $[R_{\{s,r\}}]$ (i.e $[R_s]$ et $[R_r]$) et le flux $[\phi_{\{s,r\}}]$ (i.e $[\phi_s]$

et $[\phi_r]$) totalisés aux enroulements statoriques et rotoriques sont le siège d'une force électromotrice induite $[e_{\{s,r\}}]$ (i.e $[e_s]$ et $[e_r]$) (**Caron et Hautier, 1995**) où $\{s,r\}$ représentent les deux circuits dans le moteur ; c'est-à-dire la partie du circuit statorique et du circuit rotorique (Figure 2.1). La loi des mailles s'exprime sous la forme suivante pour les deux circuits (stator et rotor) :

$$[V_{\{s,r\}}] = [R_{\{s,r\}}][I_{\{s,r\}}] - [e_{\{s,r\}}] \quad (2.8)$$

En conséquence, la tension aux bornes des enroulements est généralisée par la loi de Faraday et s'écrit matriciellement comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (2.9)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (2.10)$$

L'équation des flux s'exprime ainsi :

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [m_{sr}][I_r] \quad (2.11)$$

$$[\phi_r] = [m_{rs}][I_s] + [L_r][I_r] \quad (2.12)$$

avec les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ qui correspondent aux inductances au niveau du stator et du rotor.

Les relations (2.11) et (2.12) ont été introduites dans les deux premières relations de la loi des mailles (2.9) et (2.10), alors, les équations suivantes (2.13) et (2.14) sont obtenues :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d([L_s][I_s])}{dt} + \frac{d([m_{sr}][I_r])}{dt} \quad (2.13)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d([m_{sr}]^T[I_s])}{dt} + \frac{d([L_r][I_r])}{dt} \quad (2.14)$$

Après avoir détaillé le modèle électrique, la mise en équation de la partie mécanique de la machine est explicitée dans le paragraphe suivant.

2.2.2.2 Equations mécaniques du rotor

En prenant les notations suivantes :

J_t : l'inertie totale ramenée à l'arbre du moteur,

f_v : le coefficient de viscosité,

C_e : le couple électromagnétique,

C_r : le couple résistant appliqué à la machine,

Ω_r : la vitesse de rotation de la machine,

$[W]_{co}$: la co-énergie magnétique emmagasinée.

D'après l'équation fondamentale de la dynamique (Wieczorek M., 2010), on a :

$$J_t \frac{d\Omega_r}{dt} + f_v \Omega_r = C_e - C_r \quad (2.15)$$

C'est à partir de la co-énergie magnétique W_{co} emmagasinée dans la machine, que le couple électromagnétique se calcule (Houdouin G., 2004) :

$$C_e = \left| \frac{d}{d\theta} W_{co} \right|_{I_s, I_r = constants} \quad (2.16)$$

Avec le vecteur des courants $[I]$ (c'est-à-dire $[I] = [I_{sA} I_{sB} I_{sC} I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$) et $[L]$ la matrice des inductances qui sera déterminée dans la suite du document, la co-énergie magnétique emmagasinée W_{co} s'exprime par :

$$W_{co} = \frac{1}{2}[I]^T[L][I] \quad (2.17)$$

et l'expression du couple électromagnétique par l'expression (2.17) est :

$$C_e = \frac{1}{2}[I]^T \frac{d[L]}{d\theta} [I] \quad (2.18)$$

Ainsi, la vitesse de rotation de la machine est donnée par la relation (Eq. 2.19) :

$$\Omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.19)$$

2.2.2.3 Ecriture des diverses matrices utilisées pour la modélisation

L'écriture de la matrice d'inductance et de la résistance sur les deux enroulements au niveau du stator et du rotor donne :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_{rp} & M_r & M_r \\ M_r & l_{rp} & M_r \\ M_r & M_r & l_{rp} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{sp} & M_s & M_s \\ M_s & l_{sp} & M_s \\ M_s & M_s & l_{sp} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

En introduisant les inductances cycliques, les matrices d'inductance au stator et au rotor deviennent :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & l_{rc} & 0 \\ 0 & 0 & l_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & l_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & l_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Entre le stator et le rotor, les inductances mutuelles instantanées s'expriment en fonction des grandeurs f_1 , f_2 et f_3 et de la position angulaire θ (équation (2.19)) ainsi que le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator M_{sr} ((2.27) et (2.28)) :

$$\begin{cases} f_1 = \cos(p\theta) \\ f_2 = \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ f_3 = \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.26)$$

avec p est le nombre de paires de pôles de la machine asynchrone. Sachant que la MADA étudiée a le même nombre de spires sur chacune des phases, avec des bobines identiques et qu'elle est connectée en étoile au réseau électrique, les matrices des inductances mutuelles instantanées $[m_{sr}]$ et $[m_{rs}]$ deviennent :

$$[m_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr}f_1 & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_3 \\ M_{sr}f_3 & M_{sr}f_1 & M_{sr}f_2 \\ M_{sr}f_2 & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_1 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$[m_{rs}] = [m_{sr}]^T = \begin{bmatrix} M_{sr}f_1 & M_{sr}f_3 & M_{sr}f_2 \\ M_{sr}f_2 & M_{sr}f_1 & M_{sr}f_3 \\ M_{sr}f_3 & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_1 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

En couplant les relations (2.24) et (2.25) avec les deux relations (2.27) et (2.28), une nouvelle matrice (2.29) a été obtenue qui ne dépend plus des inductances de fuites des deux bobines. La nouvelle matrice de l'inductance $[L]$ de la machine asynchrone à rotor bobiné peut se réécrire sous la forme suivante :

$$[L] = \begin{bmatrix} l_{sc} & 0 & 0 & M_{sr}f_1 & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_3 \\ 0 & l_{sc} & 0 & M_{sr}f_3 & M_{sr}f_1 & M_{sr}f_2 \\ 0 & 0 & l_{sc} & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_1 \\ M_{sr}f_1 & M_{sr}f_3 & M_{sr}f_2 & l_{rc} & 0 & 0 \\ M_{sr}f_2 & M_{sr}f_1 & M_{sr}f_3 & 0 & l_{rc} & 0 \\ M_{sr}f_3 & M_{sr}f_2 & M_{sr}f_1 & 0 & 0 & l_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

avec l_{rp} , l_{sp} les inductances propres au niveau des deux circuits (c'est-à-dire au stator et au rotor) ; r_r , r_s sont les résistances propres au niveau des deux circuits (rotor et stator) ; $l_{rc} = l_{rp} - M_r$, $l_{sc} = l_{sp} - M_s$ sachant que l_{rc} et l_{sc} représentent les inductances cycliques du stator et du rotor ; M_r et M_s sont les coefficients de mutuelle inductance entre deux phases des enroulements du moteur étudié ($M_r = -0,5l_{rp}$, $M_s = -0,5l_{sp}$) sachant que chaque axe de l'enroulement est décalé de $\frac{2\pi}{3}$.

Pour avoir l'équation différentielle de la modélisation, les courants des trois phases du rotor et du stator sont choisis comme variable d'état et il en est de même avec la vitesse de rotation de l'arbre et la position angulaire du rotor par rapport au stator. Il en découle que les équations peuvent être regroupées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} [V] \\ C_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}[I]^T \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I] \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\dot{I}] \\ \dot{\Omega}_r \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

La relation (2.30) peut s'écrire sous la forme condensée suivante :

$$[U] = [B][X] + [A][\dot{X}] \quad (2.31)$$

où le vecteur $[\dot{X}]$ peut s'écrire :

$$[\dot{X}] = [A]^{-1}([U] - [B][X]) \quad (2.32)$$

La matrice d'état $[X]$ est constituée de :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \\ \Omega_r \\ \theta \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

avec $[U]$ le vecteur de commande ou le vecteur d'entrée qui a pour expression :

$$[U] = \begin{bmatrix} [V] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

La matrice d'état $[B]$ est constituée de :

$$[B] = \begin{bmatrix} [R_s] & [\Omega_r, \frac{d[m_{sr}]}{d\theta}] & 0 & 0 \\ [\Omega_r, \frac{d[m_{rs}]}{d\theta}] & [R_r] & 0 & 0 \\ C_{1\dots} & \dots C_6 & f_v & 0 \\ 0\dots & \dots 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Les deux matrices dans $[B]$ peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$[\Omega_r, \frac{d[m_{sr}]}{d\theta}] = \begin{bmatrix} -M_{sr}g_1 & -M_{sr}g_2 & -M_{sr}g_3 \\ -M_{sr}g_3 & -M_{sr}g_1 & -M_{sr}g_2 \\ -M_{sr}g_2 & -M_{sr}g_3 & -M_{sr}g_1 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$[\Omega_r, \frac{d[m_{rs}]}{d\theta}] = [\Omega_r, \frac{d[m_{sr}]}{d\theta}]^T = \begin{bmatrix} -M_{sr}g_1 & -M_{sr}g_3 & -M_{sr}g_2 \\ -M_{sr}g_2 & -M_{sr}g_1 & -M_{sr}g_3 \\ -M_{sr}g_3 & -M_{sr}g_2 & -M_{sr}g_1 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

avec $g_{\{1,2,3\}}$ qui est la dérivée de la fonction dans l'équation (2.26). Elle est exprimée comme suit (2.40) :

$$\begin{cases} g_1 = -\Omega_r \sin(p\theta) \\ g_2 = -\Omega_r \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ g_3 = -\Omega_r \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.40)$$

Ensuite, les termes $C_{1\dots 6}$ contenus dans la matrice d'état $[B]$ sont définis par la relation (2.41) :

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{2}M_{sr}p(I_{ra} \sin(p\theta) + I_{rb} \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) + I_{rc} \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ C_2 = \frac{1}{2}M_{sr}p(I_{ra} \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_{rb} \sin(p\theta) + I_{rc} \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ C_3 = \frac{1}{2}M_{sr}p(I_{ra} \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) + I_{rb} \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_{rc} \sin(p\theta)) \\ C_4 = \frac{1}{2}M_{sr}p(I_{sA} \sin(p\theta) + I_{sB} \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_{sC} \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ C_5 = \frac{1}{2}M_{sr}p(I_{sA} \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) + I_{sB} \sin(p\theta) + I_{sC} \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ C_6 = \frac{1}{2}M_{sr}p(I_{sA} \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_{sB} \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) + I_{sC} \sin(p\theta)) \end{cases} \quad (2.41)$$

Ainsi l'équation différentielle de la machine en mode moteur est établie avec les différents paramètres d'entrée et de sortie. Dans le cadre de ce travail, en fonctionnement moteur, l'alimentation de la MADA est faite directement via le réseau électrique, en considérant les tensions d'alimentation comme parfaitement sinusoïdales. Pour cela, la tension aux bornes des trois phases du rotor est considérée comme nulle en mode moteur.

2.2.2.4 Ecriture de la modélisation dans le repère tournant diphasé (d-q)

Maintenant, la modélisation du repère (a, b et c) complet de la MADA est transféré dans le repère tournant diphasé (d-q). Les principales équations de la machine asynchrone à rotor bobiné sont exprimées dans le repère (d-q) de la manière suivante (Sünter, 2008) et (Krause, 1987) :

— équations du flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_{ss}i_{ds} + M_s i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_{ss}i_{qs} + M_s i_{qr} \\ \phi_{dr} = M_r i_{ds} + L_{rr}i_{dr} \\ \phi_{qr} = M_r i_{qs} + L_{rr}i_{qr} \end{cases} \quad (2.42)$$

— équations de la tension sur le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d}{dt}(\phi_{ds}) \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + \frac{d}{dt}(\phi_{qs}) \end{cases} \quad (2.43)$$

— équations de la tension sur le rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{d}{dt}(\phi_{dr}) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{d}{dt}(\phi_{qr}) \end{cases} \quad (2.44)$$

— inductances des deux enroulements :

$$\begin{cases} L_{ss} = l_{sp} + M_s \\ L_{rr} = l_{rp} + M_r \end{cases} \quad (2.45)$$

— équations mécaniques :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} \frac{d}{dt} \frac{M^2}{L_{ss}} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ J_t \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (2.46)$$

avec respectivement :

- $V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$: les tensions statoriques et rotoriques dans le repère diphasé direct,
- $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$: les courants statoriques et rotoriques dans le repère diphasé direct,
- $\phi_{ds}, \phi_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}$: les flux statoriques et rotoriques dans le repère diphasé direct,
- p : le nombre de paires de pôle de la MADA,
- M : l'inductance magnétisante.

Il est intéressant de noter que chaque équation de tension dans le repère (d, q) contient deux dérivées du courant lorsque les courants sont sélectionnés comme variables d'état. Maintenant, le modèle de la MADA en présence du défaut de court-circuit entre spires va être présenté.

2.2.3 Modèle de la MADA en présence du défaut de court-circuit entre spires

2.2.3.1 Introduction

Les machines asynchrones à double alimentation (MADA) sont largement reconnues pour leurs avantages par rapport à tous les autres types de machines à vitesse variable. Résultant principalement de la dégradation de l'isolant autour des spires, les défauts d'enroulements entre spires sont l'une des principales causes de défaillance des machines asynchrones. La détérioration de l'isolation de l'enroulement peut être causée par divers facteurs, notamment des vibrations mécaniques et des surcharges. Le court-circuit entre spires est un défaut qui, au départ, peut être considéré comme inoffensif car il ne nécessite pas l'arrêt de la machine et il est assez difficile de constater que la machine tournante a un problème. Une fois que les défauts entre spires se sont produits, un important courant de défaut circulant dans les spires court-circuitées est induit, ce qui entraîne une surcharge thermique localisée dans la région défectueuse de l'enroulement. Au bout d'un certain temps, la chaleur générée dans l'enroulement défectueux provoquera une augmentation du défaut et pourra conduire à la destruction de la MADA.

Les résultats théoriques donnés par la simulation sur l'état de fonctionnement des machines électriques sont nécessaires afin d'avoir une bonne connaissance du comportement de celle-ci. Dans nos travaux, les modèles dynamiques seront simulés et validés expérimentalement pour connaître l'état de la MADA. Dans la suite du document, cette étude se focalise sur la MADA en mode moteur, soumise à un défaut de court-circuit entre spires au niveau de l'enroulement statorique. La plupart des travaux de recherche qui ont été faits, mettent en évidence la pluralité des méthodes de diagnostic des systèmes de production d'énergie à base de machines électriques. Mais avant d'arriver à mettre en place ces méthodes pour détecter les défauts, il convient de s'assurer que le modèle proposé est bien fidèle au comportement physique de la machine pour que la détection du défaut de court-circuit soit ensuite pertinente.

Le but de cette seconde partie est de présenter les modèles de défauts de court-circuit entre spires afin de visualiser les courants dans les deux enroulements ainsi que le courant de défaut présent dans les spires en court-circuit.

2.2.4 Modèle dynamique de la MADA en présence d'un défaut de court-circuit entre spires

2.2.4.1 Préambule

Une bobine élémentaire est présentée sur la figure ci-dessous, dont les conducteurs d'entrée et de sortie sont respectivement notés A et Y. L'allier et le retour de cette bobine sont composés de n spires en série qui sont placées dans des encoches distinctes du stator. En supposant qu'il y a l'apparition d'un court-circuit au niveau des conducteurs sur les points de contact a1 et a2 entre les différentes spires de la bobine considérée. Le défaut est présenté en gras entre les deux points de contact représentés.

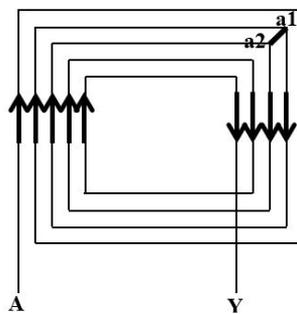


FIGURE 2.2 – Présentation du défaut de court-circuit sur la Phase A du stator de la MADA

Enfin, lors de la manifestation du défaut (c'est-à-dire la manifestation du court-circuit entre spires), la phase du stator concernée comporte alors un nombre réduit de spires, ce qui a pour conséquence, la diminution de la force magnétomotrice.

2.2.4.2 Ecriture du modèle dynamique de la MADA étudiée en présence du défaut de court-circuit entre spires

Dans la MADA, le stator est le siège de trois enroulements identiques décalés de $\frac{2\pi}{3}$. Pour modéliser, le défaut de court-circuit entre spires, une résistance a été mise en parallèle avec l'une des phases de l'enroulement statorique. En conséquence, le nombre de conducteurs au niveau du stator, devant être pris en compte a augmenté; c'est-à-dire, il y a les trois résistances statoriques et la résistance des spires en court-circuit ainsi que les trois inductances statoriques et l'inductance des spires en court-circuit.

La machine à induction, dite aussi machine asynchrone fait partie des machines électriques les plus couramment utilisées dans l'ensemble des applications industrielles, pour son faible coût, son faible encombrement, son bon rendement et sa fiabilité.

Néanmoins, les machines asynchrones d'aujourd'hui sont au centre des études et des recherches pour leurs diverses anomalies rencontrées en mode génératrice et/ou moteur. L'anomalie étudiée dans cette thèse est le court-circuit entre spires. Un certain nombre

de travaux ont été développés dans ce domaine, ce qui explique, qu'il y ait plusieurs modélisations de la machine asynchrone (classique ou à rotor à bobiné) en défaut de court-circuit comme le décrivent les différents articles : (Tallam *et al.*, 2002), (Thomsen et Kallesoe, 2006), (Maraaba *et al.*, 2018), (Arkan *et al.*, 2005), (Bouzid et Champenois, 2013), (Joksimovic et Penman, 2000), (Maitre *et al.*, 2015), (Cherif *et al.*, 2015), (Guezmil *et al.*, 2017), (Jagadanand *et al.*, 2012b), (Jagadanand *et al.*, 2012a) et (Alam *et al.*, 2020).

2.2.4.3 Hypothèses pour la modélisation de la MADA en défaut de court-circuit

D'après la convention des circuits à couplages multiples (CCM) (Luo *et al.*, 1995), la modélisation des machines à induction ou moteur asynchrone triphasé adopte des hypothèses suivantes (Bouzid et Champenois, 2013) :

- L'uniformité de l'entre fer et la force électromotrice est répartie de manière sinusoïdale autour de l'entrefer,
- Sur le stator les effets des encoches sont négligés,
- Les bobines de la MADA sont de types concentriques,
- La saturation magnétique, les courants de Foucault et les effets d'hystérésis sont négligés,
- La structure de la machine est symétrique,
- Le courant de défaut est dû à un début de carbonisation de l'isolant, créant une faible amplitude du courant de défaut.

2.2.4.4 Modélisation du défaut par le couple électromagnétique

On considère que le stator de la MADA est connecté en étoile. Avec $s_a, b \text{ et } c$ qui désignent les notations au niveau du stator et $r_a, b \text{ et } c$, les notations pour le rotor. Le défaut est sur la première phase A du stator. A partir de la loi de Kirchhoff, l'équation de la tension de la MADA peut s'exprimer comme suit (Bouzid et Champenois, 2013), (Razafimahefa *et al.*, 2019) et (Bilal *et al.*, 2020) :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}([L][I]) \quad (2.47)$$

avec :

- les tensions sur les deux enroulements de la MADA :

$$[V] = [V_{sa1} \ V_{sa2} \ V_{sb} \ V_{sc} \ V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}] \quad (2.48)$$

- les courants des deux enroulements de la MADA :

$$[I] = [I_{sa1} \ I_{sa2} \ I_{sb} \ I_{sc} \ I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}] \quad (2.49)$$

Il convient de diviser le point A de la première phase où il y a le défaut considéré, en deux notations s_{a1} et s_{a2} , comme le propose les travaux suivants (Sahraoui *et al.*, 2006) et (Bouzid et Champenois, 2013).

La matrice de la résistance $[R]$ des deux enroulements (stator et rotor) vaut :

$$[R_{sa1a2bc}] = \begin{bmatrix} n_{scc}r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 - n_{scc})r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$[R_{rabc}] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

d'où la matrice $[R]$:

$$[R] = \begin{bmatrix} n_{scc}r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1 - n_{scc})r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

La matrice de l'inductance $[L]$ est explicité dans la relation (2.71). Les inductances magnétiques sur les sept enroulements du moteur étudié (stator et rotor) s'expriment par :

$$L_{sa1} = n_{scc}^2 l_{sp} + n_{scc}^2 (1 - n_{scc}) \frac{f_{ts}}{5} l_{sp} \quad (2.53)$$

$$L_{sa2} = (1 - n_{scc}) l_{sp} + n_{scc} (1 - n_{scc})^2 \frac{f_{ts}}{5} l_{sp} \quad (2.54)$$

$$L_{sb} = L_{sc} = l_{sp} \quad (2.55)$$

$$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = l_{rp} \quad (2.56)$$

avec L_{sa1} est l'inductance de l'enroulement en court-circuit et L_{sa2} l'inductance de la partie de l'enroulement qui est réduit. L_{sb} , L_{sc} sont les inductances sur la phase B et sur la phase C de l'enroulement statorique. Et enfin L_{ra} , L_{rb} et L_{rc} sont les inductances de l'enroulement rotorique. Les notations l_{sp} et l_{rp} désignent les inductances dans le stator et le rotor.

Les grandeurs f_{ts} , f_{tr} et f_{tsr} correspondent aux pourcentages des fuites mutuelles entre stator-stator, rotor-rotor et stator-rotor qu'il convient de prendre en compte pour le calcul des inductances mutuelles.

Les inductances mutuelles entre les quatre parties du stator (a1, a2, b et c) s'écrivent :

$$L_{sa1a2} = n_{scc} (1 - n_{scc}) l_{sp} (1 - \frac{f_{ts}}{10}) \quad (2.57)$$

$$L_{sa1b} = L_{sa1c} = -\frac{n_{scc} l_{sp}}{2} (1 - f_{ts}) \quad (2.58)$$

$$L_{sa2b} = L_{sa2c} = -\frac{(1 - n_{scc}) l_{sp}}{2} (1 - f_{ts}) \quad (2.59)$$

$$L_{sbc} = -\frac{l_{sp}}{2} (1 - f_{ts}) \quad (2.60)$$

Les différents couplages magnétiques entre le stator et le rotor s'expriment :

$$L_{sa1ra} = \sqrt{L_{sa1} l_{rp}} (1 - f_{tsr}) \cos(p\theta) \quad (2.61)$$

$$L_{sa1rb} = \sqrt{L_{sa1} l_{rp}} (1 - f_{tsr}) \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.62)$$

$$L_{sa1rc} = \sqrt{L_{sa1}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.63)$$

$L_{sa1ra, \dots, sa1rc}$ représentent les inductances mutuelles statoriques-rotoriques entre l'enroulement qui est en court-circuit et les trois phases du rotor.

$$L_{sa2ra} = \sqrt{L_{sa2}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta) \quad (2.64)$$

$$L_{sa2rb} = \sqrt{L_{sa2}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.65)$$

$$L_{sa2rc} = \sqrt{L_{sa2}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.66)$$

Comme dans le cas précédent, $L_{sa2ra, \dots, sa2rc}$ sont les inductances mutuelles statoriques-rotoriques entre l'enroulement de la spire réduite et les trois phases du rotor.

$$L_{sbra} = L_{sbrb} = \sqrt{l_{sp}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.67)$$

$$L_{sbrb} = L_{sbrc} = \sqrt{l_{sp}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta) \quad (2.68)$$

$$L_{sbrc} = L_{sbrd} = \sqrt{l_{sp}l_{rp}}(1 - f_{tsr}) \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.69)$$

Ainsi, les inductances mutuelles statoriques-rotoriques des trois phases des deux enroulements (stator et rotor) de la MADA sont obtenues et définies par $L_{sbra, \dots, sbrd}$.

$$L_{rab} = L_{rac} = L_{rbc} = -\frac{l_{rp}}{2}(1 - f_{tr}) \quad (2.70)$$

$L_{rab, \dots, rbc}$ désignent les couplages mutuels entre les trois phases du rotor.

La matrice de l'inductance $[L]$ s'écrit comme suit :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{sa1} & L_{sa1a2} & L_{sa1b} & L_{sa1c} & L_{sa1ra} & L_{sa1rb} & L_{sa1rc} \\ L_{sa1a2} & L_{sa2} & L_{sa2b} & L_{sa2c} & L_{sa2ra} & L_{sa2rb} & L_{sa2rc} \\ L_{sa1b} & L_{sa2b} & L_{sb} & L_{sbc} & L_{sbra} & L_{sbrb} & L_{sbrc} \\ L_{sa1c} & L_{sa2c} & L_{sbc} & L_{sc} & L_{scra} & L_{sbrb} & L_{sbrc} \\ L_{sa1ra} & L_{sa2ra} & L_{sbra} & L_{scra} & L_{ra} & L_{rab} & L_{rac} \\ L_{sa1rb} & L_{sa2rb} & L_{sbrb} & L_{sbrb} & L_{rab} & L_{rb} & L_{rbc} \\ L_{sa1rc} & L_{sa2rc} & L_{sbrc} & L_{sbrc} & L_{rac} & L_{rbc} & L_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Dans les matrices $[R]$ et $[L]$, il y a sept lignes et sept colonnes car dans le stator le nombre d'enroulement a augmenté, c'est-à-dire, il y a maintenant quatre enroulements (sa1, sa2, sb, sc).

L'équation différentielle du système étudié s'écrit alors comme suit :

$$[\dot{X}] = [A]^{-1}([U] - [B][X]) \quad (2.72)$$

avec :

$$[X] = [[I] \ \Omega \ \theta]^T \quad (2.73)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} [L] & 0 & 0 \\ 0 & J_t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$[U] = \begin{bmatrix} [V] \\ -C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} [R] + \Omega_r \frac{d[L]}{d\theta} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2}[I]^T \frac{d[L]}{d\theta} & f_v & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

Après avoir défini les différentes écritures matricielles du modèle de la machine étudiée en présence du défaut (court-circuit entre spires), les résultats de la simulation sont validés par des mesures expérimentales du courant pour pouvoir mettre en place des méthodes de diagnostic pertinentes. Cependant, avant de présenter les différents résultats, une modélisation de la MADA dans le repère diphasé (d-q) est décrite dans le paragraphe suivant.

2.2.4.5 Ecriture dans le repère diphasé (d-q) du modèle du défaut en court-circuit entre spires de la MADA

Comme dans le cas sain, les écritures de la modélisation de la MADA en présence du défaut de court-circuit entre spires dans un repère tournant diphasé (d-q) peuvent s'écrire sur les axes (d-q) de la manière suivante (**Lu et al., 2011**) :

f_x est un paramètre qui définit la position du défaut de court-circuit dans les deux enroulements de la MADA : si l'anomalie se situe sur la phase A, $f_a = [1 \ 0]^T$, si l'anomalie se situe sur la phase B, $f_b = [-\frac{1}{2} \ \frac{\sqrt{3}}{2}]^T$, si l'anomalie se situe sur la phase C, $f_c = [-\frac{1}{2} \ -\frac{\sqrt{3}}{2}]^T$.

Les équations du modèle de la tension et du flux dans le repère (d-q) sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{dqs} \\ V_{dqr} \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0_{2 \times 2} & -\frac{2}{3}n_{scc}r_s f_x \\ 0_{2 \times 2} & R_r & 0_{2 \times 1} \\ n_{scc}r_s f_x^T & 0_{1 \times 2} & -n_{scc}r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ I_{dqr} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \phi_{dqr} \\ \phi_f \end{bmatrix} + [\Omega_r] \begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \phi_{dqr} \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \phi_{dqr} \\ \phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} & -\frac{2}{3}n_{scc}L_{ss}f_x \\ L_{rs} & L_{rr} & -\frac{2}{3}n_{scc}L_{rs}f_x \\ n_{scc}L_{ss}f_x^T & n_{scc}L_{sr}f_x^T & -n_{scc}L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dqs} \\ I_{dqr} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

Les matrices des résistances et des inductances dans le repère (d-q) sont données comme suit :

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

avec : $L_{rs} = L_{sr}^T$; $L_m = \frac{3}{2}M_s$, $L_s = (l_{fs} + L_m)$, $L_r = (l_{fr} + L_m)$, et enfin la self inductance sur la partie court-circuit est définie par $L_f = (l_{fs} + n_{scc}\frac{2}{3}L_m)$. Les deux

expressions l_{fs} et l_{fr} représentent les inductances de fuite sur les deux enroulements (stator et rotor), ensuite L_m désigne la valeur de l'inductance mutuelle.

Le couple électromagnétique (C_{em}) dans le repère (d-q) est défini comme suit :

$$C_{em} = pL_m\left(\frac{3}{2}I_{dqs}I_{dqr} + n_{scc}f_xi_fI_{dqr}\right) \quad (2.84)$$

Ainsi, le modèle de la MADA en présence du défaut de court-circuit entre spires a été présenté dans le repère (d-q). D'après (Lu *et al.*, 2011), ce modèle permet de décrire quantitativement le défaut à n'importe quel niveau de court-circuit entre spires et sur n'importe quelle phase du circuit de l'enroulement de la MADA. La différence entre les deux modèles de la MADA détaillés ci-dessus est que le modèle présenté dans le repère diphasé (d-q) en cas de défaut de court-circuit entre spires ne permet pas de visualiser le courant de défaut.

2.2.5 Résultats de la simulation suivant le modèle de la machine asynchrone à rotor bobiné - mode sain

Après avoir défini les différentes écritures matricielles du modèle de la machine étudiée en mode sain, les résultats de la modélisation seront présentés puis validés par des mesures expérimentales des différents courants. Les grandeurs présentées dans cette partie sont les trois courants sur les deux circuits statoriques et rotoriques de la MADA, la vitesse de rotation de la machine et son couple électromagnétique.

2.2.5.1 Les courants sur l'enroulement du stator (I_{sA} , I_{sB} et I_{sC})

Ainsi, l'illustration des trois courants obtenus à partir du modèle défini précédemment.

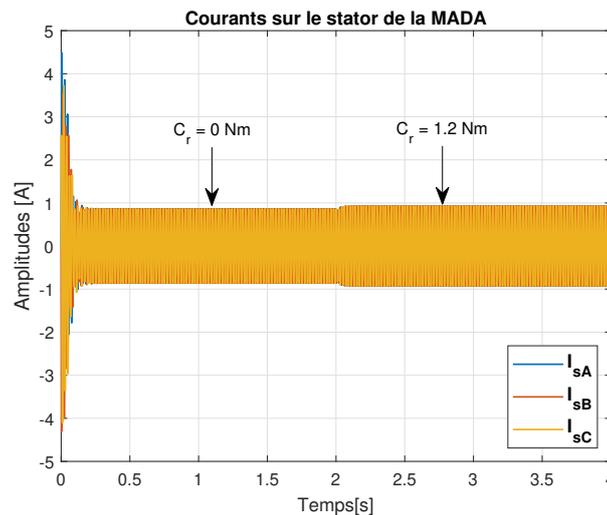


FIGURE 2.3 – Courants statoriques, mode sain I_{sA} , I_{sB} et I_{sC}

Les paramètres de la machine comme les inductances des deux enroulements du moteur ont été calculés à partir de l'Approche par Fonction de Bobinage (AFB) (Luo *et al.*, 1995) et (Dupont et Gautriaud, 2011).

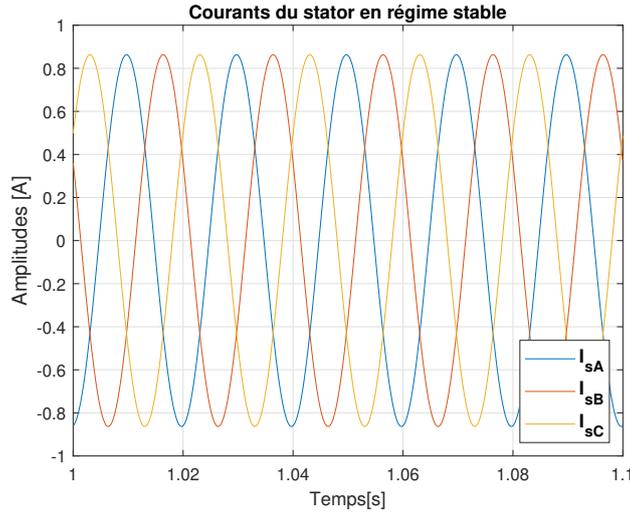


FIGURE 2.4 – **Zoom des courants statoriques en mode sain, régime permanent**

Dans la simulation pour le cas sain à $t_i = 0s$, la MADA démarre à vide jusqu'à l'instant $t = 2s$. A partir de $t \geq 2s$ jusqu'à $4s$, la MADA a été soumise à un couple résistant $C_r = 1,2Nm$ qui représente le couple nominal de la machine étudiée. La figure (Figure 2.3) permet d'observer le comportement de la MADA dans ces conditions. Sur cette figure à l'instant où la charge a été soumise, l'intensité des courants statoriques est plus importante, ce qui est normal car la puissance active appelée devient plus importante.

En observant la figure (Figure 2.4), les trois courants illustrés montrent qu'ils sont bien en régime permanent avec une valeur d'amplitude de courant nominal inférieure à $i = 1A$.

Après avoir décrit, les trois courants dans l'enroulement du stator de la MADA en fonctionnement sans charge et avec charge, ceux dans l'enroulement du rotor seront présentés.

2.2.5.2 Les courants sur l'enroulement du rotor (I_{ra} , I_{rb} et I_{rc})

Sur la figure (Figure 2.5), les courants dans les trois phases du rotor en mode sain sont présentés. Dans ce travail, bien que l'essentiel se focalise sur les courants statoriques (car le défaut sera positionné sur le stator), la figure (Figure 2.5) représente l'allure des trois courants dans l'enroulement du rotor de la MADA. En fonctionnement sans charge, sur cette figure (Figure 2.5), les trois courants (I_{ra} , I_{rb} et I_{rc}) à l'instant $t = 0,1s$ jusqu'à $t = 2s$ sont presque nuls. Tandis que, dans la partie où la MADA est soumise à une charge de $1,2Nm$, les amplitudes sont non nulles et les trois courants sont bien déphasés de $\frac{2\pi}{3}$. De plus, cette figure (Figure 2.5) montre que même si l'enroulement rotorique n'est pas alimenté par une source électrique triphasée (c'est-à-dire lorsqu'il est en court-circuit), les trois enroulements du rotor de la MADA sont le siège d'un courant électrique car le stator et le rotor sont liés magnétiquement.

Les courants du rotor sont dus à la rotation du rotor devant les enroulements du stator qui sont parcourus par les différents courants statoriques. Ces courants, en

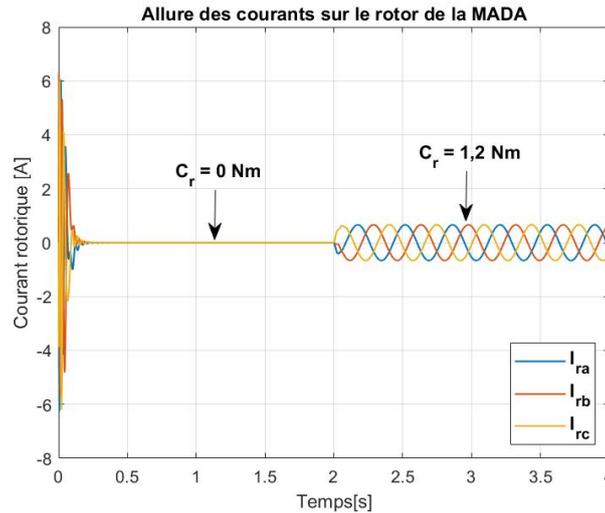


FIGURE 2.5 – Courants rotoriques, mode sain (I_{ra} , I_{rb} et I_{rc})

régime permanent, ont une fréquence $f = 50Hz$ et une amplitude de courant nominal inférieure à $i = 1A$. Après avoir observé, les courants dans l'enroulement du rotor de la MADA, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique sont présentés.

2.2.5.3 Vitesse de rotation (Ω_r) et couple électromagnétique (C_e) de la MADA

La figure (Figure 2.6) représente la vitesse de la MADA sans défaut de court-circuit entre spires.

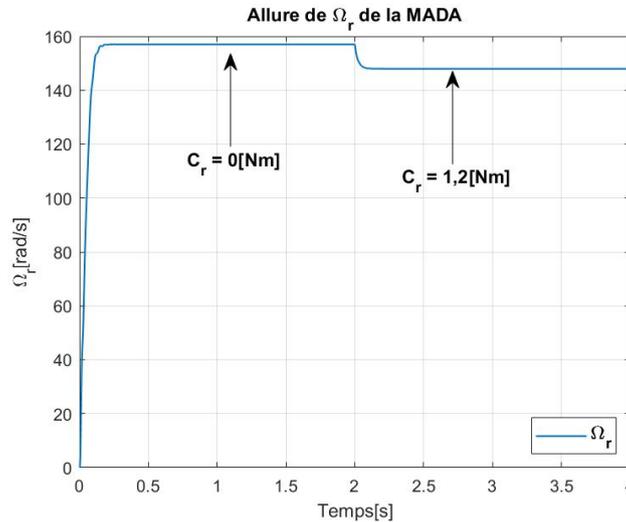


FIGURE 2.6 – Vitesse de rotation de la MADA

Cette courbe, correspondant à la vitesse de rotation de la MADA, montre qu'à $t = 0s$ jusqu'à $t = 0,1s$, la machine est en régime transitoire avant d'atteindre son régime permanent. Après cela, la machine tourne au voisinage de sa vitesse de synchronisme, car elle fonctionne à vide jusqu'à $t = 2s$. En revanche, lorsque la machine est soumise à une charge $C_r = 1,2Nm$ à l'instant $t = 2s$ jusqu'à $4s$, il y a une décélération de la vitesse de rotation de l'arbre de la MADA. La figure (Figure 2.7) illustre le couple électromagnétique de la MADA. Durant le régime permanent et en fonctionnement à

vide, le couple électromagnétique est nul. Par la suite, lorsque la MADA est soumise à une charge, le couple électromagnétique augmente et se stabilise.

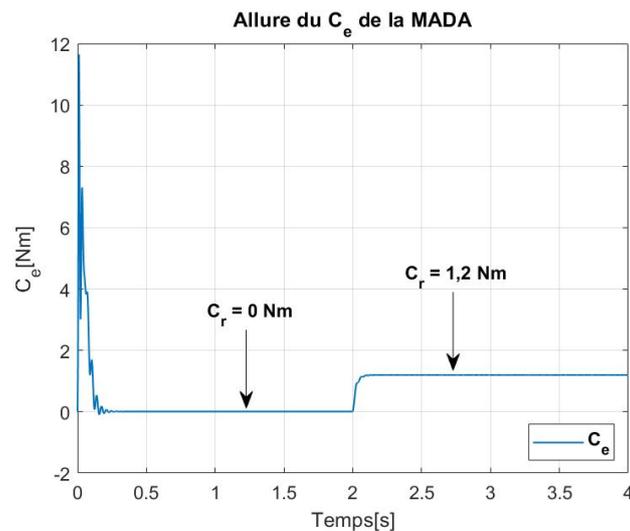


FIGURE 2.7 – Couple électromagnétique de la MADA

Dans le paragraphe suivant, les différents résultats obtenus seront comparés avec ceux issus de la partie expérimentale de la MADA dans le cas sain (sans défaut de court-circuit entre spires). Le banc d'essai expérimental exploité est détaillé ci-dessous.

2.2.6 Représentation de la partie expérimentale

Après avoir présenté la partie simulation, la partie expérimentale va être détaillée ci-dessous.

2.2.6.1 Présentation du banc d'essai expérimental

Le banc d'essai est composé d'une machine asynchrone à rotor bobiné triphasée d'une puissance nominale $P_n = 0,27 \text{ kW}$, de tension sur la plaque signalétique $U = 230/380 \text{ V}$, de courant sur la plaque signalétique $I = 1,5/0,87 \text{ A}$, de vitesse de rotation 1470 tr/min avec un nombre de paire de pôles $p = 2$, de fréquence de réseau électrique $f = 50 \text{ Hz}$, de résistances statoriques 33Ω et de résistances rotoriques $16,5 \Omega$. Les inductances statoriques et rotoriques sont égales toutes les deux à $0,79 \text{ H}$. Le stator comporte 36 encoches et le rotor 18.

Le couplage est en étoile et le réseau électrique est celui de l'EdF avec une tension réseau de 380 V . Il y a 6 enroulements en série pour chaque phase et 133 spires pour chaque enroulement. Enfin, les grandeurs physiques seront relevées à partir d'une carte d'acquisition et de capteurs via un ordinateur pour la gestion de la carte et le traitement des données mesurées.

La carte d'acquisition utilisée dans notre travail est une National Instrument NI 6218 dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Nom : NI USB-6218,
- Fréquence d'échantillonnage : 256 KS/s ,
- Résolution : 16 bits,

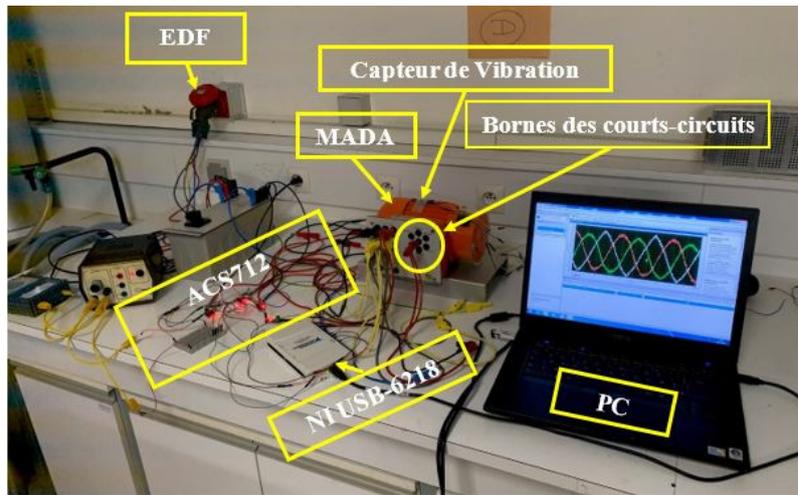


FIGURE 2.8 – Banc d’essai expérimental



FIGURE 2.9 – Système d’acquisition

- Nombre de canaux : 32,
- Canaux différentiels : 16,
- Type de mesure : Voltage.

Dans le cas de cette étude, deux types de capteurs ont été utilisés : des capteurs de courant à effet Hall et un capteur de vibration. Pour le courant, il s’agit de l’ACS 712 (Tableau 2.1 et Tableau 2.2) et pour la vibration du SE040 (801S vibration sensorial).

TABLEAU 2.1 – Caractéristiques du capteur de courant ACS712

Identification	$I_{max}(A)$	$T_A(^{\circ}C)$	Sensibilité(mV/A)
ACS712ELECTR-05B-T	5	-40 to 85	185
ACS712ELECTR-30A-T	30	-40 to 85	66

TABLEAU 2.2 – Caractéristiques du capteur de courant ACS712

Identification	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units
Tension d’alimentation	V_{cc}	4,5	5,5	5,5	V
Courant d’alimentation	I_{cc}		10	13	mA
Bande passante en fréquence	f		80		kHz
Non linéarité	ELIN		1,5		%
Symétrie	ESYM	98	100	102	%
Bruit	VNOISE(PP)		21		Mv
Erreur totale de sortie	ETOT		$\pm 1,5$		%

La mesure expérimentale doit conforter les résultats obtenus en simulation (courants). L'expérimentation se fait ici avec une machine asynchrone à rotor bobiné dont tous les paramètres ne sont pas parfaitement connus. Notons que les résultats obtenus au cours de l'expérimentation peuvent être impactés par la valeur efficace de la tension du réseau d'alimentation de la machine qui dans notre cas n'est pas une sinusoïdale parfaite de 50Hz. Les signaux sont échantillonnés avec une fréquence d'échantillonnage $F_e = 20\text{kHz}$. Afin d'être synchronisé entre la simulation et la mesure, l'axe des abscisses est converti en temps par la relation :

$$t = \frac{(1 : N_e)}{F_e} \quad (2.85)$$

avec

t : l'axe de temps en seconde,

N_e : le nombre d'échantillon,

F_e : la fréquence d'échantillonnage.

2.2.6.1.a Courants de la MADA en mode sain, cas expérimental

Dans cette partie expérimentale, l'objectif est d'observer les courants mesurés dans les enroulements statoriques de la MADA et les comparer à ceux obtenus en simulation. Les grandeurs physiques ont été mesurées à partir des transducteurs de courant. Comme, il a été précisé dans les pages précédentes, ils servent à convertir des grandeurs réelles prélevées sur la MADA en signal électrique qui seront convertis en signaux numériques via une carte d'acquisition de type NI USB-6218 (National Instrument) et transmis puis traités via un ordinateur (Figure 2.9).

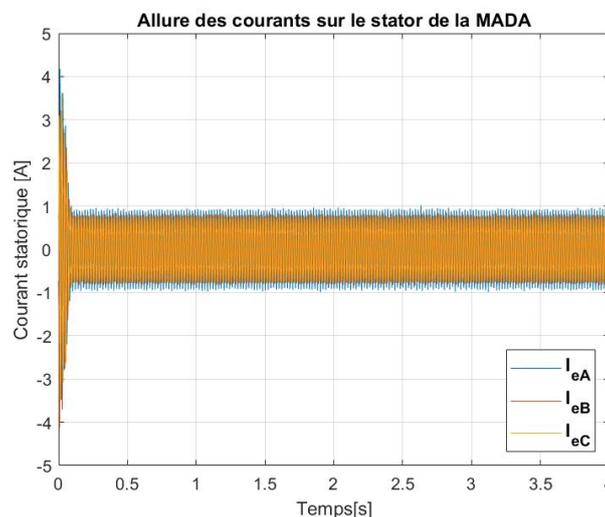


FIGURE 2.10 – Courants statoriques phase A, B et C

La figure (Figure 2.10) et la figure (Figure 2.11) illustrent l'allure des courants sur les trois phases du stator de la machine asynchrone à rotor bobiné. Bien que le moteur soit en mode sain, les trois courants ne sont pas tout à fait similaires au niveau des amplitudes. La lettre "e" sur la figure signifie que les trois courants sont obtenus à partir de l'expérimentation c'est à dire mesurés. Afin de les observer plus précisément, la figure (Figure 2.11) représente le zoom des trois courants sur chacune des phases

du stator pour le moteur étudié. Les signaux ne sont pas purement sinusoïdaux par rapport à la simulation, c'est normal parce que les hypothèses idéales ne sont pas parfaitement respectées et que le réseau électrique peut contenir des harmoniques.

Les courants en régime permanent ont bien une fréquence de 50Hz qui correspond à la fréquence du réseau électrique et une amplitude de courant nominal inférieure à 1A. En revanche, dans les deux figures précédentes (Figure 2.10 et Figure 2.11), la phase A de la MADA montre une différence en terme d'amplitude et des déséquilibres par rapport aux deux autres phases (c'est-à-dire B et C). Ce phénomène peut provenir du déséquilibre au niveau de la tension d'alimentation de la machine électrique. Par conséquent, il est intéressant de vérifier le taux de distorsion sur les différents courants de l'enroulement de la MADA.

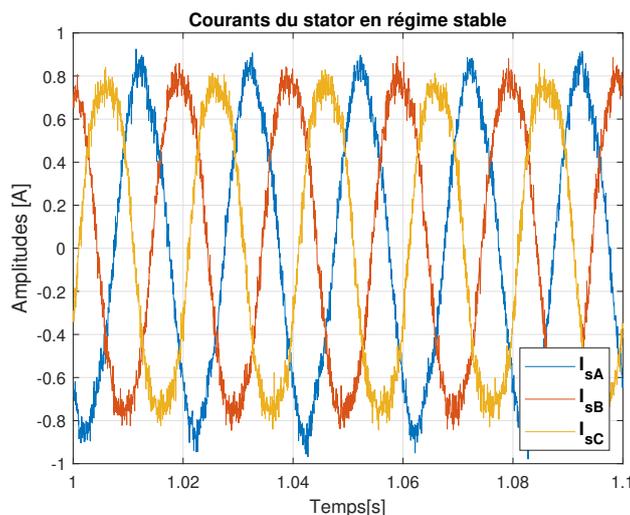


FIGURE 2.11 – Zoom des courants statoriques phase A, B et C

2.2.6.2 Taux de distorsion harmonique des courant (TDH_i)

Le TDH_i sert à quantifier les harmoniques présents dans les trois courants de l'enroulement du stator de la MADA. Pour un signal tel qu'un courant, le taux de distorsion en harmonique (TDH_i) est défini par la relation suivante :

$$TDH_i (\%) = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (2.86)$$

avec I_h est la valeur moyenne quadratique (RMS) l'amplitude de l'harmonique correspondant au rang harmonique $h^{\text{ième}}$ et I_1 correspond au courant de l'harmonique de rang 1. Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous.

TABLEAU 2.3 – Taux de distorsion harmonique des trois courants

Phases de la MADA	Taux de distorsion harmonique
Phase A	4,12%
Phase B	5,83%
Phase C	8,06%

En observant le tableau (Tableau 2.3), dans le cas où la MADA est sans défaut de

court-circuit entre spires, les TDH_i des phases sont inférieurs à 10%. Ensuite, ce même tableau montre dans la phase A de la MADA un taux de distorsion harmonique en dessous de 5%. En revanche, pour les deux phases B et C, ils sont au dessus de 5%. Cela souligne que la phase A présente moins de distorsion harmonique par rapport aux deux autres phases du stator de la MADA. Après avoir exposé les taux de distorsion harmoniques présents sur les trois courants de la MADA, maintenant, la comparaison des courants obtenus en simulation avec ceux obtenus expérimentalement pour le cas sain est détaillée.

2.2.6.3 Comparaison des courants dans le cas sain à partir des résultats de la simulation et de la mesure

Dans cette partie, les résultats présentés sont les trois courants obtenus lors de l'expérimentation et de la simulation, de même que leurs résidus sur une fenêtre allant de $t = 0$ à $0,4$ s.

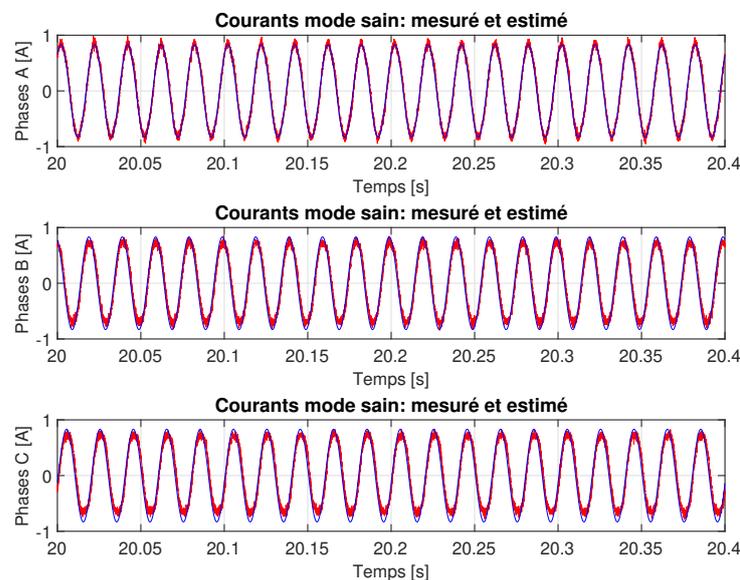


FIGURE 2.12 – Comparaison des courants en mode sain : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

Sur les différentes courbes de la figure (Figure 2.12), les mesures et les simulations en régime permanent montrent une similarité en termes de fréquence et d'amplitude.

La figure (Figure 2.13) représente les résidus sur chacune des phases (A, B et C) de la MADA. Ces résidus ne présentent pas de structure particulière, comme le montre le tableau (Tableau 2.4).

Dans le tableau (Tableau 2.4), la moyenne de chaque résidu est proche de zéro avec une faible variance. Ceci indique que les courants mesurés et estimés sont quasiment identiques. Néanmoins, les moyennes des résidus des deux phases (A et C) sont inférieures à celle du résidu de la phase B, ceci peut être dû à une légère dissymétrie au niveau des enroulements.

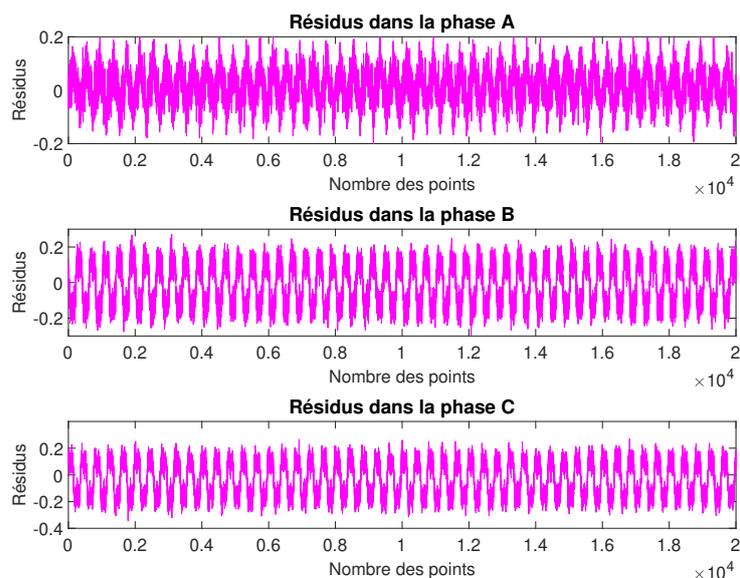


FIGURE 2.13 – Résidus des courants dans le cas sain

TABLEAU 2.4 – Moyennes et variances des résidus cas sain

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,012	0,004
Phase B	0,013	0,014
Phase C	0,033	0,017

Les résultats obtenus montrent que le modèle utilisé pour la MADA peut être validé même s'il n'est pas parfait et que ce modèle correspond bien à la machine sur laquelle la partie expérimentale a été réalisée. Après avoir exposé la comparaison des courants obtenus en simulation et ceux obtenus expérimentalement pour le cas sain, maintenant, ceux intégrant le défaut de court-circuit entre spires sont présentés.

2.2.7 Résultats obtenus sur la MADA en présence d'un défaut de court-circuit au niveau du stator

2.2.7.1 Courants mesurés et simulés de la MADA en présence de défauts

Dans cette partie, les courants sur les enroulements statoriques sont présentés issus des modèles de la machine en présence des défauts de court-circuit entre spires. Dans ce cas, les résultats pour le modèle complet (a, b et c) en régime permanent sont exposés suivant les six niveaux de taux de court-circuit entre spires : 2,5%, 5%, 10%, 20%, 30% et 40%.

2.2.7.1.a Cas de 2,5% de spires en court-circuit (scc)

Avec un faible nombre de spires en court-circuit, la figure (Figure 2.14) montre les courants en régime permanent. Au vu des courants sur les différentes phases, la manifestation du défaut sur la phase A de l'enroulement du stator de la MADA se traduit par une augmentation de l'amplitude du courant mesuré et estimé sur cette phase.

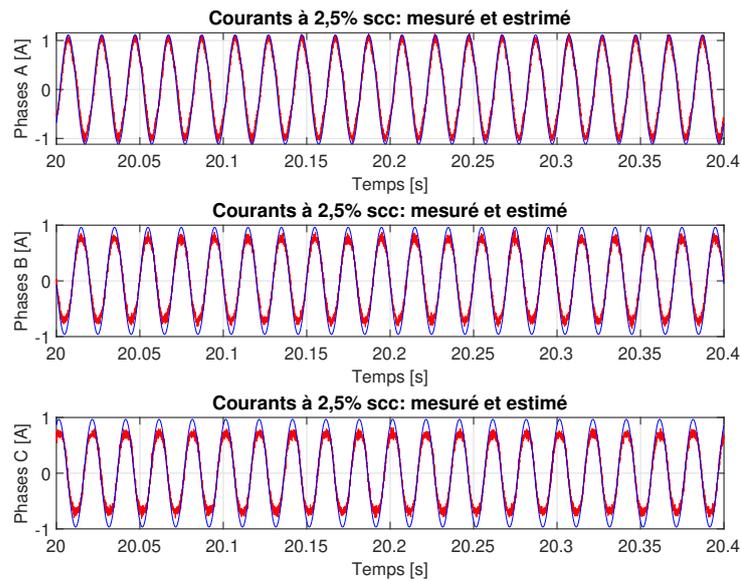


FIGURE 2.14 – Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

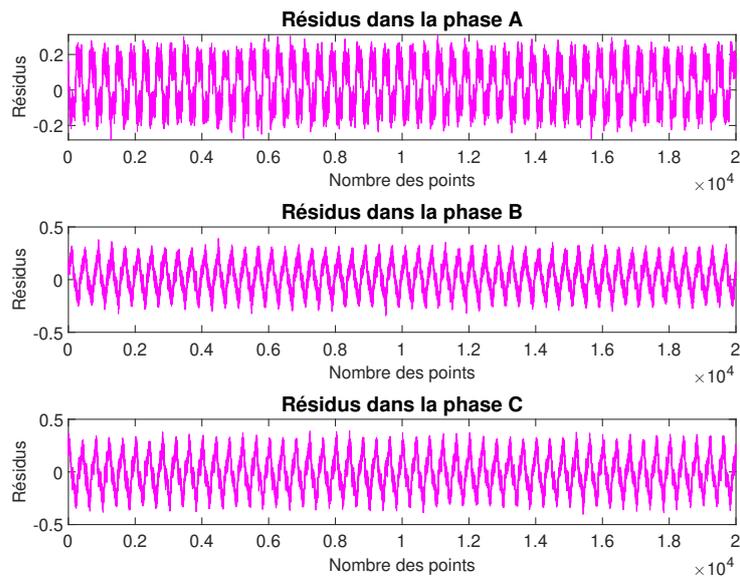


FIGURE 2.15 – Résidus des courants dans le cas de 2,5% de scc

TABLEAU 2.5 – Moyennes et variances des résidus cas 2,5% scc

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,026	0,016
Phase B	0,026	0,019
Phase C	0,007	0,026

Le cas où le défaut de court-circuit est de 5% dans l'enroulement du stator de la

MADA est présenté dans le paragraphe suivant.

2.2.7.1.b Cas de 5% de spires en court-circuit

La figure (Figure 2.16) montre les courants mesurés et estimés de la MADA. À 5% de spires en court-circuit, les amplitudes des courants sur la première phase (Phase A) où se loge le défaut sont supérieures à celles où il y a 2,5% de scc.

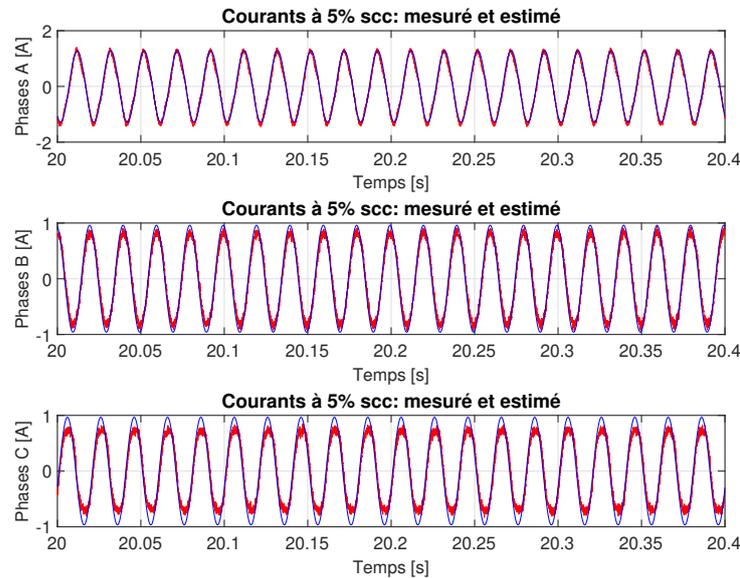


FIGURE 2.16 – Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

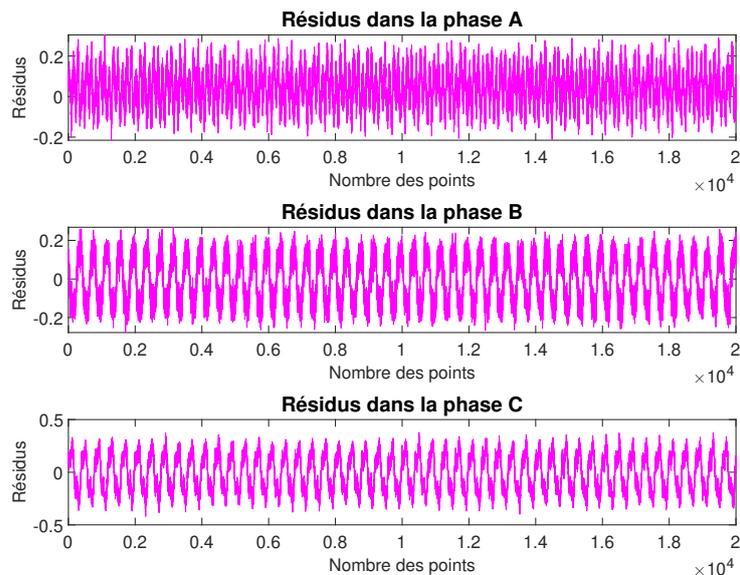


FIGURE 2.17 – Résidus des courants en cas de 5% de scc

En effet, la première fenêtre de la figure (Figure 2.16), montre que les courants de la

phase A sont supérieurs à 1 A. De la même façon, sur les deux autres phases (phase B et C), les amplitudes augmentent par rapport aux amplitudes des deux phases (B et C) dans le cas sain. La figure (Figure 2.17) illustre les résidus des courants mesurés et estimés lorsque le taux de spires en court-circuit vaut 5%. Le tableau (Tableau 2.6) ci-dessous, présente la valeur des moyennes et des variances des résidus des courants de chacune des phases du stator de la MADA étudiée.

La variance des résidus sur la phase A est inférieure comparée à celles sur les deux autres phases (B et C). Néanmoins, les valeurs des moyennes des résidus sont au voisinage de 0. Ces résultats montrent que dans le cas de 5% de scc, le modèle de la MADA utilisé, peut être validé.

TABLEAU 2.6 – Moyennes et variances des résidus cas 5% scc

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,044	0,008
Phase B	0,005	0,014
Phase C	0,009	0,028

2.2.7.1.c Cas de 10% de spires en court-circuit

Dans ce cas, le nombre de spires en court-circuit sur la phase A est devenu important. La figure (Figure 2.18) illustre ce phénomène et l'amplitude des courants sur la phase A vaut 2A. De même sur les deux autres phases (B et C) de l'enroulement du stator, les amplitudes augmentent par rapport aux amplitudes des deux phases (B et C) obtenues dans le cas sain et dans les cas de 2,5% de scc et de 5% de scc.

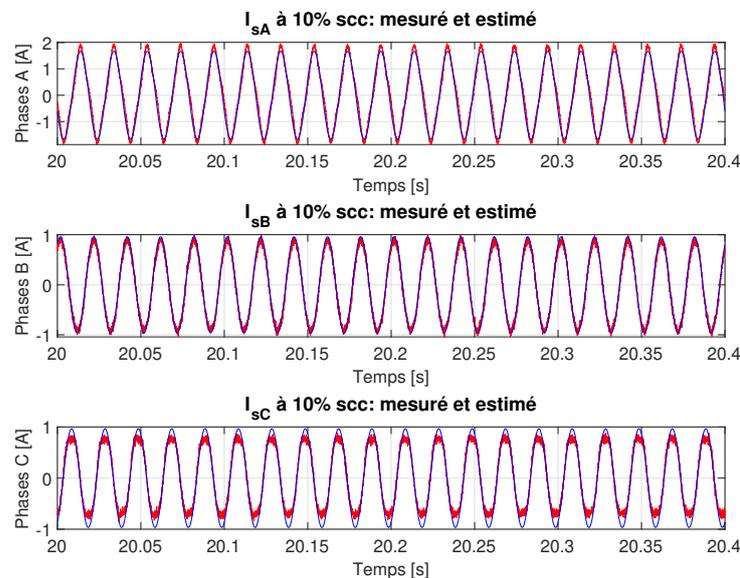


FIGURE 2.18 – Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

La figure (Figure 2.19) illustre les résidus des deux courants mesurés et estimés lorsque

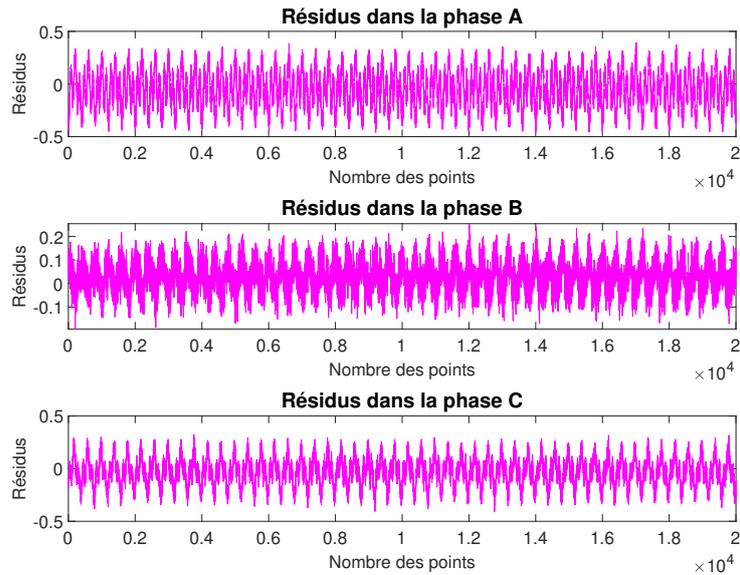


FIGURE 2.19 – Résidus des courants en cas de 10% de scc

TABLEAU 2.7 – Moyennes et variances des résidus cas 10% scc

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,050	0,030
Phase B	0,027	0,004
Phase C	0,031	0,016

le taux de spires en court-circuit vaut 10%. Le tableau suivant (Tableau 2.7) présente les valeurs des moyennes et les variances de ces résidus sur les trois phases.

Dans le Tableau 2.7, les valeurs des moyennes des résidus de la phase A, phase B et la phase C sont au voisinage de zéro et les variances des résidus ont des valeurs faibles. Ces résultats montrent que le modèle de la MADA utilisé pour le cas de 10% de scc, reste valide.

2.2.7.1.d Cas de 20% de spires en court-circuit

À 20% de spires en court-circuit, cela revient à avoir 160 spires court-circuitées. Les amplitudes des courants de la phase A dépasse les 2A et les courants mesurés contiennent de nombreux harmoniques (première fenêtre de la Figure 2.20). La même remarque peut être faite pour les deux autres phases (B et C) dont les amplitudes des courants augmentent et intègrent également de nombreux harmoniques (cas de la mesure). Ceci est l'indicateur d'un défaut important.

Sur la figure (Figure 2.21), l'illustration des résidus des courants mesurés et estimés est présentée lorsque le taux de spires en court-circuit sur l'enroulement vaut 20%. Le tableau suivant (Tableau 2.8) illustre les différentes valeurs des moyennes et des variances de ces résidus sur les différentes phases.

Dans ce tableau (Tableau 2.8), les valeurs des moyennes des résidus de la phase A, B et C sont au voisinage de zéro tout en étant plus importantes sur les phases B et C. La valeur de la variance du résidu correspondant à la phase A est plus importante que

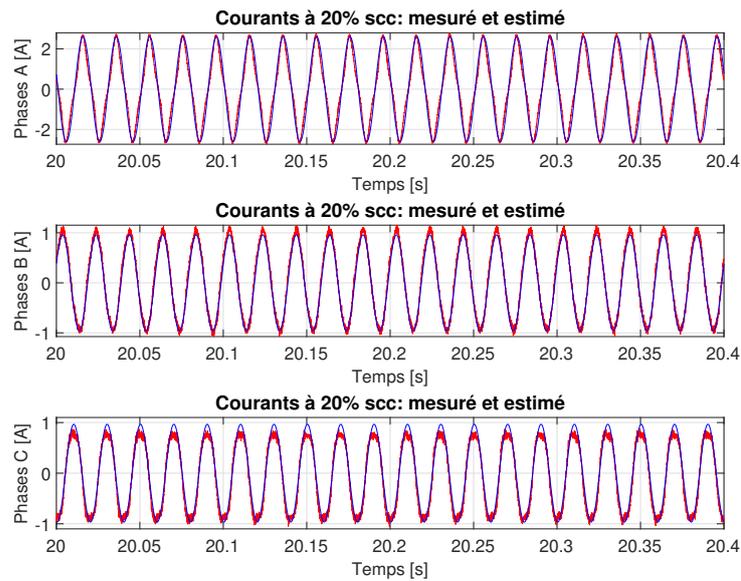


FIGURE 2.20 – Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

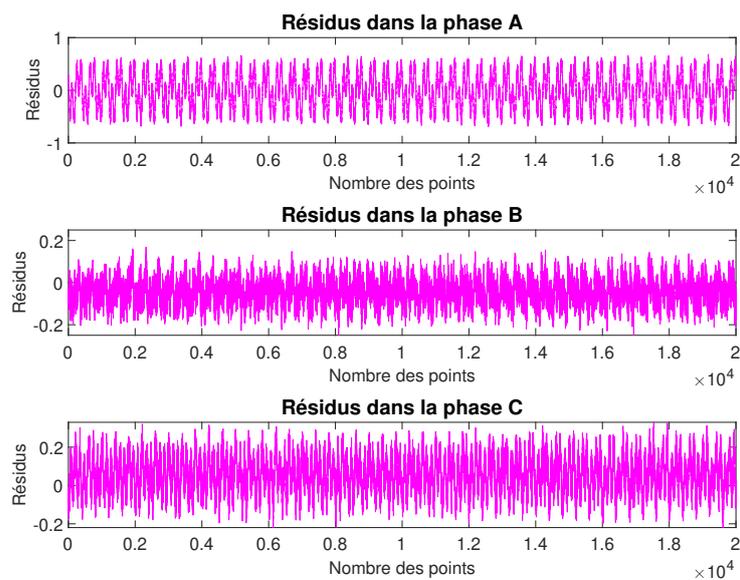


FIGURE 2.21 – Résidus des courants dans le cas de 20% de scc

TABLEAU 2.8 – Moyennes et variances des résidus cas 20% scc

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,015	0,111
Phase B	0,045	0,003
Phase C	0,057	0,009

sur les deux autres phases (B et C). Les résultats affichés dans le tableau (Tableau 2.8) montrent que le modèle de la MADA utilisé pour le cas de 20% de scc peut être validé.

2.2.7.1.e Cas de 30% de spires en court-circuit

Lorsque 30% de spires sont en court-circuit, le nombre de spires court-circuitées vaut 240 (sur 798 spires).

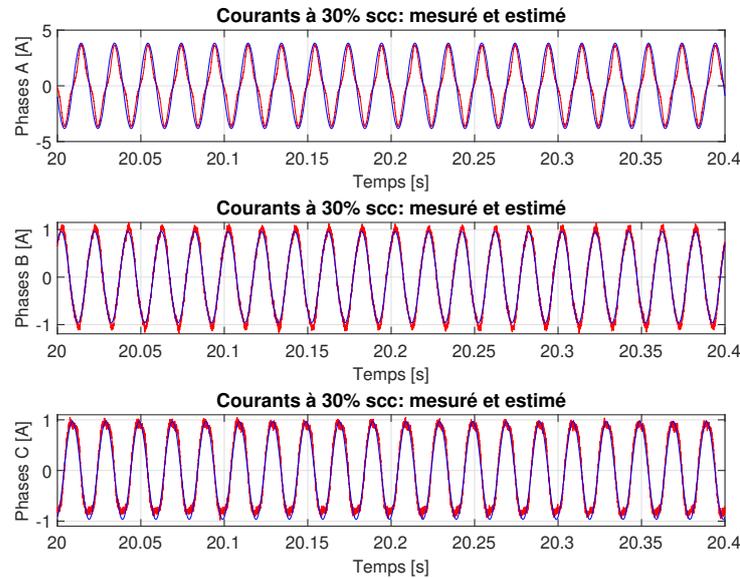


FIGURE 2.22 – Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

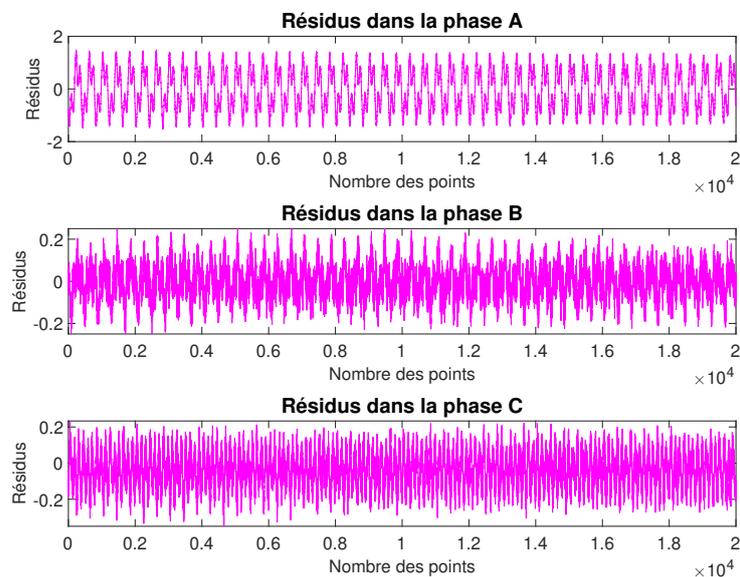


FIGURE 2.23 – Résidus des courants dans le cas de 30% de scc

La figure (Figure 2.22) illustre les six courants (mesurés et estimés) lorsque la MADA est soumise au défaut de court-circuit entre spires. Comme dans le cas de 20% de scc, la figure (Figure 2.22) montre que sur la première phase, les valeurs mesurées contiennent de nombreux harmoniques et que les amplitudes des courants augmentent

vers une valeur proche de 5A. En revanche, les courants estimés restent sinusoïdaux et ne contiennent donc que très peu d'harmoniques. Les courants mesurés sur les phases B et C contiennent également un certain nombre d'harmoniques car ils subissent des déformations. Sur la figure (Figure 2.23), les résidus des courants mesurés et estimés ont été présentés suivant un taux de spires en court-circuit sur l'enroulement de la MADA valant 30%. Le tableau suivant (Tableau 2.8) illustre les différentes valeurs des moyennes et des variances de ces résidus.

TABLEAU 2.9 – Moyennes et variances des résidus cas 30% scc

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,013	0,568
Phase B	0,034	0,006
Phase C	0,039	0,010

Le Tableau 2.9, montre que les valeurs des moyennes des résidus dans les phases A, B et C sont au voisinage de zéro. Les valeurs des variances des résidus pour la phase A sont plus importantes par rapport à celles des deux autres phases (B et C). Ce Tableau 2.9 permet de valider le modèle de la MADA utilisé pour le cas de 30% de scc.

2.2.7.1.f Cas de 40% de spires en court-circuit

Sur la figure (Figure 2.24), le courant de la phase A de l'enroulement du stator montre une amplitude supérieure à 5A et des harmoniques importants. Sur les deux autres phases de l'enroulement du stator (phases B et C), les courants augmentent à plus de 1A et montrent également qu'il y a la présence de nombreux harmoniques pour les valeurs mesurées. Comparativement, aux cas précédents, plus le défaut augmente plus l'amplitude du courant de la phase A augmente et est le siège de nombreux harmoniques.

Dans la figure (Figure 2.25), les résidus des courants mesurés et estimés sont présentés suivant le taux de spires en court-circuit de 40%. La première fenêtre de la figure (Figure 2.25) montre que l'amplitude du résidu augmente de manière significative pour la phase A. Cette augmentation a pour origine la déformation des signaux (nombreux harmoniques) issus de la mesure par rapport à ceux estimés (ne contenant pas d'harmoniques). Le modèle ne prend donc pas en compte cet aspect.

TABLEAU 2.10 – Moyennes et variances des résidus cas 40% scc

Résidus	Moyennes	Variances
Phase A	0,029	1,821
Phase B	0,006	0,019
Phase C	0,003	0,016

Le tableau suivant (Tableau 2.10) précise les différentes valeurs des moyennes et des variances de ces résidus. D'après le tableau (Tableau 2.10), les moyennes des résidus des phases A, B et C sont au voisinage de zéro. Cependant, le calcul de la variance, pour la phase A montre une valeur très élevée par rapport aux deux autres phases (B et C). Comme, il a été indiqué précédemment, bien que le modèle ne prenne pas en compte la présence d'harmoniques, au vu des résultats du tableau (Tableau 2.10), le

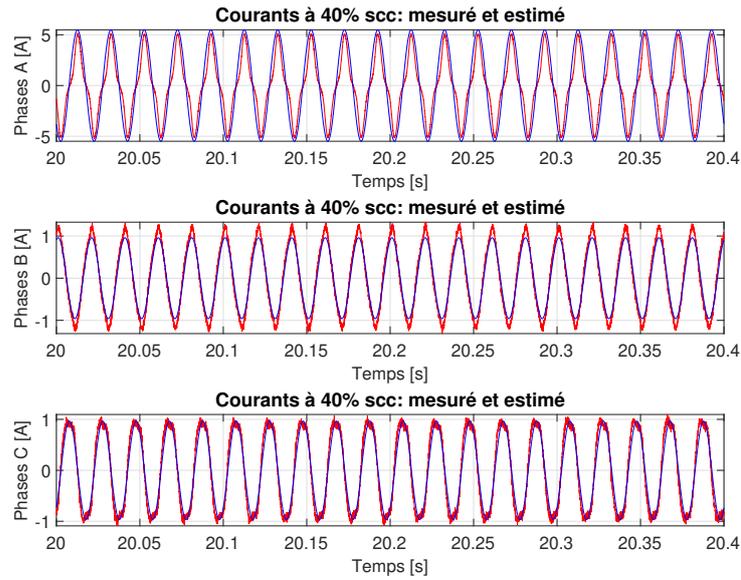


FIGURE 2.24 – Comparaison des courants en cas de défaut : mesurés (rouge) et estimés (bleu)

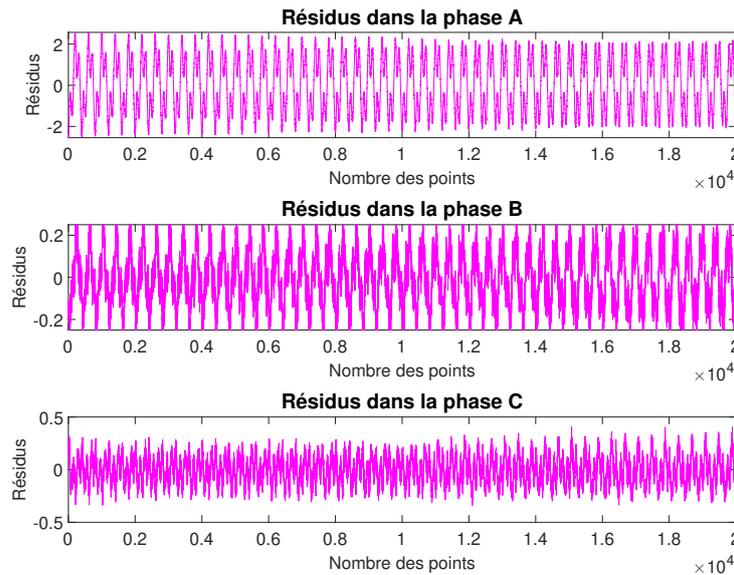


FIGURE 2.25 – Résidus des courants dans le cas de 40% de scc

modèle peut être validé dans ce cas, où le taux de court circuit vaut 40%.

Comme dans le cas sain, cette étude est complétée par la présentation des taux de distorsion harmonique sur les courants.

2.2.7.2 Taux de distorsion harmonique sur les courants en cas de défaut de court-circuit entre spires (TDH_i)

En reprenant, la relation du TDH_i (2.86), les différentes valeurs des taux de distorsion sur chacune des phases dans le cas d'un défaut de court-circuit entre spires sont

indiquées dans le (Tableau 2.11). Pour le cas sain de la MADA, le TDH_i vaut 4,12%, 5,83% et 8,06% pour la phase A, B et C respectivement.

TABLEAU 2.11 – TDH_i des trois courants en présence de défaut de court-circuit

	Sain	2,5%	5%	10%	20%	30%	40%
Phase A	4,12%	6,15%	8,81%	12,11%	15,38%	20,65%	27,35%
Phase B	5,83%	5,14%	4,01%	3,54%	5,07%	6,49%	7,35%
Phase C	8,06%	8,36%	9,59%	11,72%	12,11%	13,57%	13,55%

Le TDH_i de la phase défectueuse (A) est plus important que sur les autres phases. Pour un défaut de court-circuit à 2,5% de spires, le TDH_i est de 6,15% et il augmente jusqu'à 27,35% pour un défaut de court-circuit à 40%. Ce Tableau 2.11 met en évidence que le TDH_i augmente avec l'aggravation du défaut (**Chen et al., 2021**). Par conséquent, le TDH_i peut être considéré comme une caractéristique de la phase défectueuse et du degré de défaut.

2.3 Conclusion

Dans le cas où les enroulement du stator de la MADA sont le siège de court-circuits, les différents courants de la machine en régime stabilisé ont été présentés suivant six niveaux de taux de spires en court-circuit. L'adéquation des courants estimés et mesurés permet de valider le modèle. Le calcul du TDH_i des courants montre que cette grandeur est représentative du taux de court-circuit. Le modèle présenté, sera exploité dans le quatrième chapitre où la forme géométrique des courants sera présentée et permettra une approche originale pour la détection de défaut de court-circuit entre spires qui pourra être utilisée dans le cadre du diagnostic. Le chapitre suivant sera consacré à l'analyse harmonique et l'exploitation de la partie vibratoire de la MADA dans le cas de défauts de court-circuit.

Bibliographie

- ALAM, M. F., JAGADANAND, G. *et al.* (2020). Stator inter turn fault diagnosis by high-frequency modeling of inverter fed induction motor. *In 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, pages 1–5. IEEE.
- ARKAN, M., KOSTIC-PEROVIC, D. et UNSWORTH, P. (2005). Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics. *Electric Power Systems Research*, 75(1):57–66.
- BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2020). Detection of inter-turn short-circuit on a doubly fed induction machine with d-q axis representation. *In 2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, pages 1–4.
- BOUZID, M. et CHAMPENOIS, G. (2013). An efficient, simplified multiple-coupled circuit model of the induction motor aimed to simulate different types of stator faults. *Mathematics and computers in simulation*, 90:98–115.
- CARON, J. P. et HAUTIER, J. P. (1995). *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Technip.
- CHEN, Y., REHMAN, A. U., ZHAO, Y., WANG, L., WANG, S., ZHANG, M., ZHAO, Y., CHENG, Y. et TANAKA, T. (2021). Numerical modeling, electrical characteristics analysis and experimental validation of severe inter-turn short circuit fault conditions on stator winding in dfig of wind turbines. *IEEE Access*, 9:13149–13158.
- CHERIF, H., MENACER, A., BESSAM, B. et KECHIDA, R. (2015). Stator inter turns fault detection using discrete wavelet transform. *In 2015 IEEE 10th international symposium on diagnostics for electrical machines, power electronics and drives (SDEMPED)*, pages 138–142. IEEE.
- DIDIER, G., RAZIK, H. et REZZOUG, A. (2005). An induction motor model including the first space harmonics for broken rotor bar diagnosis. *European transactions on electrical power*, 15(3):229–243.
- DUPONT, D. et GAUTRIAUD, A. (2011). Modélisation des défaillances dans les génératrices asynchrones pour éoliennes et hydroliennes : mise au point d’un outil de simulation.
- GUEZMIL, A., BERRIRI, H., PUSCA, R., SAKLY, A., ROMARY, R. et MIMOUNI, M. F. (2017). Detecting inter-turn short-circuit fault in induction machine using high-order sliding mode observer : simulation and experimental verification. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 28(4):532–540.
- JAGADANAND, G., GOPI, L., GEORGE, S. et JACOB, J. (2012a). Inter-turn fault detection in induction motor using stator current wavelet decomposition. *International journal of electrical engineering and technology (IJEET)*, 3(2):103–122.
- JAGADANAND, G., GOPI, L., GEORGE, S. et JACOB, J. (2012b). Modeling and detection of inter-turn fault in induction motors using wavelet entropy estimation. *International Review of Electrical Engineering*, 7(1).

- JOKSIMOVIC, G. M. et PENMAN, J. (2000). The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 47(5):1078–1084.
- KRAUSE, P. (1987). Analysis of electric machinery.
- LU, Q., BREIKIN, T. et WANG, H. (2011). Modelling and fault diagnosis of stator inter-turn short circuit in doubly fed induction generators. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1):1013–1018.
- LUO, X., LIAO, Y., TOLIYAT, H. A., EL-ANTABLY, A. et LIPO, T. A. (1995). Multiple coupled circuit modeling of induction machines. *IEEE Transactions on industry applications*, 31(2):311–318.
- MAITRE, J., GABOURY, S., BOUCHARD, B. et BOUZOUANE, A. (2015). A new computational method for stator faults recognition in induction machines based on hyper-volumes. In *2015 IEEE International Conference on Electro/Information Technology (EIT)*, pages 216–220. IEEE.
- MARAABA, L., AL-HAMOUI, Z. et ABIDO, M. (2018). An efficient stator inter-turn fault diagnosis tool for induction motors. *Energies*, 11(3):653.
- RAZAFIMAHEFA, T., BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2019). Experimental and analytical approaches for investigating low-level inter-turn winding faults in induction machine. In *2019 4th Conference on Control and Fault Tolerant Systems (SysTol)*, pages 135–140. IEEE.
- SAHRAOUI, M., GHOGGAL, A., ZOOUZOU, S. E., ABOUBOU, A. et RAZIK, H. (2006). Modelling and detection of inter-turn short circuits in stator windings of induction motor. In *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pages 4981–4986. IEEE.
- SÜNTER, S. (2008). Slip energy recovery of a rotor-side field oriented controlled wound rotor induction motor fed by matrix converter. *Journal of the Franklin Institute*, 345(4):419–435.
- TALLAM, R. M., HABETLER, T. G. et HARLEY, R. G. (2002). Transient model for induction machines with stator winding turn faults. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(3):632–637.
- THOMSEN, J. S. et KALLESOE, C. S. (2006). Stator fault modeling in induction motors. In *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006.*, pages 1275–1280. IEEE.

Chapitre 3

DETECTION DU DEFAUT DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES DANS LA MADA PAR L'ANALYSE DU SIGNAL VIBRATOIRE

3.1 Introduction

Cette partie se focalise plus particulièrement sur le phénomène vibratoire de la machine électrique lorsqu'elle est soumise à un défaut. En fonctionnement normal, c'est à dire sans défaut, la machine électrique délivre une vibration mécanique ou un signal sonore au moment du démarrage et en régime permanent. Cependant, en cas de défaut, qu'il soit mécanique, aérodynamique et électromagnétique, les machines électriques émettent des vibrations plus ou moins importantes contenant des harmoniques qui sont intéressants à étudier dans un contexte de détection de défaut. Certaines études comme celles de Wang (**Wang et Gao, 2006**), montrent que l'analyse fréquentielle du signal vibratoire peut être utilisée pour diagnostiquer les défauts de la machine électrique. En prenant le cas du défaut électromagnétique, la cause des vibrations est la présence d'un courant électrique perturbateur au sein de la machine électrique (**Hallal, 2014**).

Ce chapitre traite la détection et le diagnostic de défaut de court-circuit au niveau de l'enroulement statorique. De façon générale, il existe plusieurs types de défauts dans une machine électrique comme l'indiquent les travaux (**Matic et Kanovic, 2017**), (**Jose et Jose, 2013**) qui citent les différents éléments suivants :

- dans le rotor 10% (cassure de barres, défauts dans les enroulements rotoriques),
- dans le stator 36% (défauts dans l'enroulement du stator),
- défauts de roulement 40%,
- et autres défauts 14% (excentricité, arbre/accouplement).

Ces anomalies proviennent des différents environnements dans lesquels sont soumises les machines électriques. En prenant le cas de défauts dans le rotor, la cassure des barres vient en général des surcharges électriques, des déséquilibres électriques et des contraintes magnétiques (**Jose et Jose, 2013**) qui engendrent des vibrations importantes lors du fonctionnement de la machine. Dans le cas de défauts dans les enroulements statoriques, la naissance d'un court-circuit entre spires dans une machine

électrique provient de la détérioration des isolants entre spires (**Razafimahefa *et al.*, 2019**), (**Bartnikas, 1987**), (**Wang et Butler, 2002**) qui peut être consécutive à différents facteurs. Cette naissance de court-circuit dans la machine électrique fait apparaître un courant important qui entraîne des vibrations, des bruits de forte amplitude et des surchauffes dans la machine électrique. C'est à partir de ce phénomène qu'est venue l'idée d'étudier les signaux obtenus à partir de la vibration causée par ce courant de court-circuit. Plusieurs travaux ont été déjà développés comme (**Liang *et al.*, 2018**) qui travaillent sur le courant statorique et le signal de vibration avec une méthode d'analyse temps – fréquence, en utilisant la transformation d'ondelette, pour la détection de défauts de court-circuit entre spires dans l'enroulement du stator d'une machine synchrone à aimant permanent. De même, (**Lamim Filho *et al.*, 2014**), présentent des travaux sur la détection et le diagnostic des défauts électriques (court-circuit entre spires) dans les enroulements statoriques de moteurs asynchrones triphasés à l'aide de techniques d'analyse de flux magnétiques et de vibrations. Dans d'autres articles, les auteurs (**Gangsar et Tiwari, 2019c**), (**Gangsar et Tiwari, 2020**) passent en revue les analyses conventionnelles des signaux temporels et spectraux des deux types de signaux les plus pertinents, à savoir la vibration et les courants statoriques pour divers défauts de la machine. L'utilisation de cette méthode de détection et de diagnostic recouvre un spectre assez large car elle est développée pour plusieurs types de défauts tels que : des cassures de barres dans le rotor (**Zhang, 2020**), (**Camarena-Martinez *et al.*, 2016**), (**Xie *et al.*, 2019**), (**Delgado-Arredondo *et al.*, 2015**) et (**Glowacz *et al.*, 2019**), des défauts de roulement (**Li *et al.*, 2018**), (**Zhang *et al.*, 2015**) et (**Cristalli *et al.*, 2006**) ainsi que des défauts d'excentricité (**Çira, 2018**), (**Singh *et al.*, 2014**) et (**Lin *et al.*, 2018**).

Dans le travail présenté, la méthode qui a retenu notre attention vise à exploiter les contenus spectraux de la vibration de la machine. Il y a différentes techniques comme la Transformée de Fourier à Court-Terme, la transformée d'ondelette et la distribution de Wigner-Ville qui sont utilisées pour exploiter les contenus spectraux, mais pour la suite seule la Transformée de Fourier (TF) sera étudiée.

L'analyse spectrale des signaux est nécessaire car elle consiste à déterminer toutes les fréquences et leurs amplitudes contenues dans les courants et surtout dans la vibration de ces machines électriques. Cette technique est utilisée dans les travaux de (**Sudhakar *et al.*, 2017**), (**Salami *et al.*, 2001**) et (**Betta *et al.*, 2002**). Les analyses temps-fréquences sont des méthodes utilisées dans la détection et diagnostic des défauts comme le montre (**Kar et Mohanty, 2006**), (**Vernekar *et al.*, 2014**) et (**Al-Badour *et al.*, 2011**). Ces méthodes donnent des informations intéressantes liées à l'analyse des différentes durées transitoires des harmoniques et apportent des informations importantes sur les harmoniques du défaut à étudier car celui-ci engendre des fréquences très spécifiques.

Cette étude s'appuie sur la partie expérimentale de la MADA sans défaut et en présence du défaut de court-circuit entre spires. Dans ce cas, le signal vibratoire sera étudié avec différents niveaux de spires en court-circuit. Le banc d'essai est constitué d'un moteur asynchrone à rotor bobiné de 0,27kW. Les cinq niveaux de court-circuit étudiés sont : 2,5% (20 spires), 5% (40 spires), 10% (80 spires), 20% (160 spires) et 30% (240 spires).

3.2 Les différentes sources de vibration dans une machine électrique

Les travaux issus de (Xu *et al.*, 2018) précisent que dans des conditions idéales, l'entrefer entre le stator et le rotor est uniforme et le circuit magnétique est symétrique. Le rotor tourne dans le champ magnétique uniforme et la force totale de la force électromagnétique radiale est nulle. Si des facteurs mécaniques ou électromagnétiques rendent la force radiale autour de la circonférence du rotor inégale, cela produira une force électromagnétique également connue sous le nom de force magnétique déséquilibrée (FMD). Ainsi la FMD provoquera des vibrations et des bruits électromagnétiques indésirables qui pourront également influencer sur l'usure des roulements, la stabilité du système du rotor et même produire des frottements entre le rotor et le stator. La principale source des vibrations électromagnétiques est l'asymétrie du circuit magnétique dans la machine électrique. Le désalignement entre le stator et le rotor est la cause la plus fréquente du déséquilibre de la force magnétique. De même, la magnétisation inégale du matériau et le bobinage incorrect peuvent également générer de la FMD. De même, (Ágoston, 2015) cite le travail de (Finley *et al.*, 1999) en affirmant qu'il existe de nombreuses causes de vibrations sur une machine électrique, qui peuvent être regroupées en deux catégories, les causes électriques et les causes mécaniques. Les causes électriques sont par exemple la variation de flux autour du stator qui produit une variation de force d'attraction entre le stator et le rotor. Une autre cause peut être la cassure de barres du rotor ou un court-circuit d'une partie du bobinage.

3.2.1 Sources mécaniques

L'excentricité de l'entrefer entre le stator et le rotor est la principale cause mécanique. (Xu *et al.*, 2018) illustrent quatre catégories d'excentricité de l'entrefer, comme indique la figure ci-dessous (Figure 3.1) : la déviation de forme (a), l'excentricité parallèle (b), l'excentricité inclinée (c) et l'excentricité incurvée (d). La manifestation des ondulations de la surface extérieure du rotor et celle intérieure du stator affectent l'uniformité de la longueur de l'entrefer. De plus, dans le cas d'une machine électrique où le stator et le rotor ne sont pas des cylindres, leur déviation de forme peut produire une excentricité de l'entrefer. Les travaux comme ceux développés dans (Lundström et Aidanpää, 2008) et (Lundström *et al.*, 2014) détaillent ces phénomènes. Néanmoins, les progrès techniques actuels lors de la fabrication diminuent la tendance d'une déviation de forme dans le rotor et le stator.

3.2.2 Sources électromagnétiques

La vibration d'une machine électrique provenant des sources électromagnétiques peut être classée en quatre catégories (Xu *et al.*, 2018) : le court-circuit dans les enroulements statoriques et rotoriques, le circuit ouvert sur deux enroulements, l'irrégularité de magnétisation et l'asymétrie de topologie sur les enroulements. L'auteur indique que dans des circonstances normales, le flux de l'entrefer et la distribution de la force électromagnétique sont réguliers et symétriques. Au moment de l'apparition du défaut de court-circuit entre spires dans les enroulements statoriques et rotoriques, il y a un changement au niveau du flux magnétique de l'entrefer (Xu *et al.*, 2018). (He *et al.*, 2016) et (He *et al.*, 2017) montrent que le déséquilibre de la force magnétique dans la machine électrique entraîne des vibrations radiales. L'asymétrie

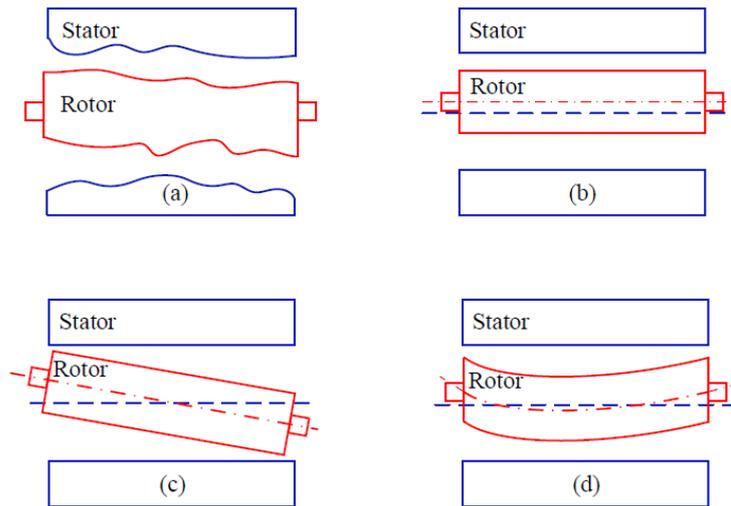


FIGURE 3.1 – Les principaux facteurs mécaniques d'excentricité de l'entrefer (Xu *et al.*, 2018)

du champ magnétique et la diminution du potentiel magnétique du pôle magnétique correspondant sont provoquées par l'inexistence de courant (c'est-à-dire que le courant est nul) traversant la bobine court-circuitée. C'est ainsi que le déséquilibre de la force magnétique est généré (Xu *et al.*, 2018). Plusieurs travaux ont été faits à propos de l'influence du court-circuit sur le déséquilibre magnétique. (Shuting *et al.*, 2003) ont travaillé sur l'influence du court-circuit sur la force agissant sur le rotor et ont souligné que le court-circuit entre spires dans le rotor du générateur provoquait un déséquilibre thermique et un déséquilibre magnétique. De même, (Wallin et Lundin, 2013) ont travaillé sur le déséquilibre de la force Magnétique et de la distribution de la densité de flux résultant des courts-circuits entre spires de l'enroulement par le biais de simulations expérimentales et numériques. Les mêmes auteurs ont constaté qu'un déséquilibre électromagnétique supplémentaire était généré.

Dans les travaux effectués par (Seghiour *et al.*, 2015) et (Jannati *et al.*, 2012), pour le cas du circuit ouvert sur les enroulements, les auteurs ont affirmé que le circuit ouvert peut rendre également le circuit magnétique inégal. Dans des travaux effectués par (Xu *et al.*, 2018), (Toliyat et Lipo, 1995) et (Milimonfared *et al.*, 1999), les cassures des barres du rotor et les cassures des extrémités des bagues sont également des types de circuits ouverts. D'après les auteurs, si les cassures des barres sont réparties sur le même pôle, le courant des barres cassées circule vers les barres adjacentes ; cela entraîne un flux magnétique déséquilibré. Néanmoins, si les cassures des barres sont adjacentes les unes aux autres, le courant de chaque barre cassée ne peut pas circuler vers sa barre adjacente, ce qui entraîne une distribution plus inégale du flux magnétique. Ainsi, les barres brisées adjacentes comme les barres brisées réparties peuvent entraîner des déséquilibres de la force magnétique (Faiz *et al.*, 2010).

La vibration de la machine électrique provient essentiellement du déséquilibre de la force magnétique, consécutif à une asymétrie entre le flux de l'entrefer et la répartition des forces électromagnétiques. Ainsi, les différents résultats de la détection qui seront présentés, sont issus de la vibration de la machine soumise au défaut du court-circuit entre spires sur son enroulement statorique.

3.3 Traitement des signaux vibratoires

Le traitement du signal permet d'analyser et d'extraire les caractéristiques des signaux étudiés. Les différents types d'outil utilisés dans le traitement des signaux dans cette partie sont présentés ci-après.

3.3.1 Approches liées à l'analyse vibratoire d'une machine électrique pour la détection de défaut

Dans cette partie, une synthèse des travaux qui sont développés pour le diagnostic des défauts d'une machine asynchrone à rotor bobiné ou asynchrone classique à partir des signaux vibratoires, est présentée.

Dans (**Gangsar et Tiwari, 2019a**) et (**Gangsar et Tiwari, 2019b**), les auteurs ont proposé une méthodologie de détection de divers défauts électriques et mécaniques. Ils utilisent la Transformée en Ondelettes Continue pour transformer (TOC) les signaux (vibration et courants) du domaine temporel au domaine temps-fréquence afin d'étudier l'impact des ondelettes sur le diagnostic des défauts. Ensuite, ce travail permet d'extraire des caractéristiques liées aux défauts issus des signaux temps-fréquences à partir de la TOC. Puis, ces caractéristiques sont introduites dans le SVM (Support Vector Machine) pour détecter si un défaut s'est produit. D'après ces études, les auteurs montrent que les caractéristiques sélectionnées à l'aide de l'ondelette de Shannon permettent de diagnostiquer les différentes catégories de défauts avec plus de précision qu'avec les autres ondelettes, et qu'elles sont robustes dans toutes les conditions de fonctionnement des machines asynchrones.

Dans (**Gangsar et Tiwari, 2019c**), les auteurs ont développé une méthodologie de diagnostic de défaut basée sur le SVM pour les moteurs asynchrones (MAS). Ils ont travaillé sur deux types de défaut (mécanique et électrique) rencontrés. Les défauts sont : des défauts de roulement, des défauts sur le rotor (rotor courbé, déséquilibre du rotor, désalignement du rotor), des défauts de l'enroulement du stator, des cassures de barres du rotor et des défauts de déséquilibre de phase. Les données temporelles exploitées sont des signaux vibratoires et électriques. A partir de ces données, différentes caractéristiques en mode sain et en mode défectueux sont extraites. Des caractéristiques sont calculées sur la base de moments statistiques, et d'autres sont calculées à l'aide des paramètres statistiques, tels que le facteur de crête (crest factor), le rapport de la valeur crête à la valeur crête (peak-to-peak ratio), le rapport entre la moyenne et l'écart-type (mean-to-standard-deviation ratio), l'asymétrie, l'écart-type et l'aplatissement. Ensuite, ces caractéristiques sont introduites dans le SVM comme entrées pour détecter les défauts de la machine.

Dans (**Hegde et Sathyanarayana Rao, 2017**), les auteurs ont utilisé l'algorithme de la transformée de Fourier rapide pour analyser le spectre de la signature vibratoire d'une machine asynchrone triphasée soumise à un défaut de court-circuit entre spires (2,5% et 5%) de l'enroulement statorique. L'utilisation d'une FFT (Fast Fourier Transform), permet de détecter des composantes de fréquences telles que $2f_L$, $3f_L$, $4f_L$, $5f_s$, $6f_L$, $7f_L$, $8f_L$, $9f_L$, $10f_L$ (f_L : fréquence de l'alimentation) qui sont attribuées au défaut de court-circuit entre spires. De plus, les auteurs ont constaté que lorsque le pourcentage de court-circuit de l'enroulement statorique augmente, les amplitudes de

$2f_L$, $4f_L$, $6f_L$, $8f_L$ et $10f_L$ diminuent, tandis que celles de $3f_L$, $5f_L$, $7f_L$ et $9f_L$ augmentent. Cela indique une condition de tension déséquilibrée. Ce travail a été effectué sur une machine d'une puissance de 1,5kW.

Dans (**Jin et al., 2015**), les auteurs ont présenté une méthodologie pour détecter à un stade précoce les défauts de court-circuits sur les enroulements du stator d'un moteur asynchrone de 11kW. L'exploitation des vibrations du moteur par l'analyse de l'enveloppe permet de capter la signature du court-circuit, même si l'ampleur du défaut est naissante. Les méthodes de maintenance basées sur l'état des moteurs asynchrones impliquent généralement des mesures de courant et de tension, qui peuvent être coûteuses à collecter, et l'analyse basée sur les vibrations n'est souvent capable de détecter le défaut que lorsque celui-ci est déjà important. D'après les auteurs, les résultats expérimentaux sur le moteur asynchrone triphasé montrent que la méthode est également capable de distinguer différents niveaux de gravité des défauts.

Dans (**Lamim Filho et al., 2014**), les auteurs ont présenté une discussion sur l'utilisation conjointe de l'analyse du flux magnétique et des vibrations pour diagnostiquer les défauts manifestés dans les machines asynchrones provenant de sources électriques (court-circuit entre spires et alimentations en tension déséquilibrée). Des analyses spectrales sont effectuées sur deux grandeurs (flux magnétiques et vibration de la machine). En complément, l'analyse vibratoire montre des variations claires dans l'amplitude des fréquences qui sont caractéristiques des défauts étudiés. Ensuite, les auteurs ont observés qu'il existe d'autres fréquences (comme la fréquence analysée 1260Hz ; 21ème harmonique de la fréquence de ligne) que la fréquence 120Hz, pouvant fournir des informations complémentaires pour caractériser certains types de défauts. Ce travail a été effectué sur une machine d'une puissance de 3,7kW.

Dans (**Silva et Pederiva, 2013**), les auteurs ont utilisé des techniques sur le spectre vibratoire comme le SVM, le réseau neuronal artificiel et la logique floue pour détecter et diagnostiquer les défauts dans des moteurs asynchrones comme des défaillances mécaniques (déséquilibre, désalignement et desserrage mécanique) et électriques (court-circuit entre spires, déséquilibre de phases et cassure de barres). Les auteurs ont constaté que le SVM est une technique qui donne de meilleurs résultats en comparaison avec le réseau neuronal artificiel. En effet, le SVM entraîné a été capable de caractériser les défauts mécaniques et électriques en utilisant un seul capteur. Le SVM ne dépend pas de nombreux paramètres qui influencent le pourcentage de détections. D'autre part, bien que la logique floue soit une technique qui peut donner de bons résultats, son utilisation dépend fortement d'un expert qui doit connaître le processus à analyser.

Dans (**Djurović et al., 2012**) et (**Djurović et al., 2014**), les auteurs étudient la détection des défauts de bobinage des machines asynchrones à rotor bobiné à partir de l'analyse fréquentielle du signal vibratoire et du couple. En premier lieu, lors du fonctionnement de la machine, l'influence des défauts tels que, le circuit ouvert et le court-circuit entre spires dans l'enroulement statorique, sur le couple électromagnétique, est suivie à l'aide d'un modèle de la machine. En même temps, les données issues du modèle indiquent que des changements spécifiques aux défauts existent dans le couple de la machine et dans la mesure du signal vibratoire. En second lieu, ils font la validation des prédictions des modèles par des mesures expérimentales des signaux

du couple électromagnétique et de la vibration pour une machine de puissance 30kW. Au final, les auteurs établissent des expressions qui permettent l'évaluation des fréquences spectrales des signaux issus du couple et de la vibration et les relient à des conditions de fonctionnement saines et défectueuses.

Dans (Su *et al.*, 2011), le développement d'un système de détection de défauts électriques (court-circuit dans l'enroulement du stator et déséquilibre de l'alimentation) en ligne est présenté. Un réseau neuronal du moteur asynchrone, issu des spectres de vibration est explicité. Les auteurs indiquent que les défauts électriques sont détectés à partir de ce réseau neuronal et du signal vibratoire mesuré.

Dans (Lasurt *et al.*, 2000), les auteurs ont décrit une application de procédures d'intelligence artificielle basées sur la logique floue pour la surveillance de l'état et le diagnostic de défauts (court-circuit entre spires, excentricité et cassure de barres du rotor) des moteurs asynchrones. Ils utilisent le HOS (Higher Order Statistical) comme procédure de prétraitement appliquée au signal vibratoire de la machine. Les analyses donnent des signatures de densité spectrale de puissance pour les caractéristiques de la vibration. Une combinaison de procédures de réduction des données, de paramétrage et de logique floue est ensuite appliquée aux signatures HOS pour permettre le diagnostic du défaut de la machine. L'auteur démontre l'efficacité de la procédure proposée et du système résultant, pour diagnostiquer un certain nombre de défauts de la machines asynchrone.

3.3.2 Transformée de Fourier

La Transformée de Fourier (T.F) a été très utilisée dans l'analyse des signaux des courants (stator ou rotor) de la machine électrique. De même, la T.F a pris une grande place dans l'analyse des signaux vibratoires. Cette transformée convertit le signal donné du domaine temporel dans le domaine fréquentiel. La transformée de Fourier d'une fonction non périodique $x(t)$ est donnée par :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (3.1)$$

$$X(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt \quad (3.2)$$

avec ω la pulsation. Les équations (3.1) et (3.2), montrent qu'un signal temporel peut être transformé dans le domaine fréquentiel et vice-versa. D'une manière pratique, on utilise la transformée de Fourier rapide qui est un algorithme efficace pour calculer la transformée de Fourier discrète.

Les deux différentes représentations pour l'analyse du signal vibratoire de la MADA dans le cadre de la détection de défauts de court-circuit entre spires sont celles du domaine temporel et du domaine fréquentiel.

Le banc d'essai utilisé dans cette partie est identique à celui présenté au chapitre 2 sur lequel un capteur supplémentaire est implémenté pour mesurer la vibration de la machine des différents niveaux de court-circuit.

3.4 Présentation du banc d'essai

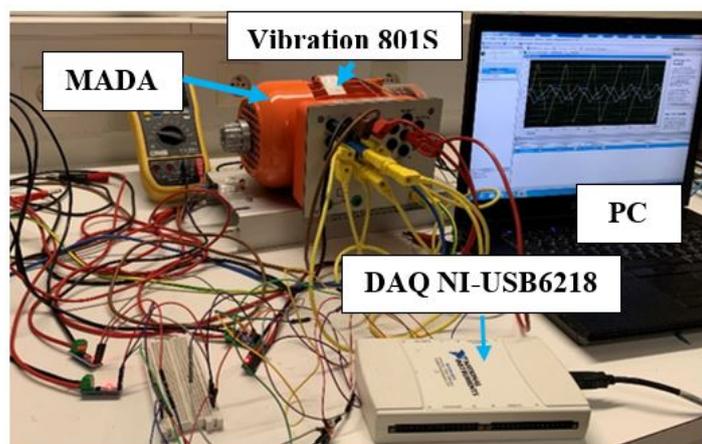


FIGURE 3.2 – Montage expérimental pour la détection des signaux de vibration dans la MADA

Le banc d'essai comprend une machine asynchrone à rotor bobiné, un capteur mesurant les vibrations de la machine, une carte d'acquisition (NI-USB6218) et un ordinateur pour le traitement des données. La mesure se fait à partir d'un capteur de vibration type 801S, à haute sensibilité (Figure 3.3). Ce banc d'essai arrive à émuler deux cas de fonctionnement de la MADA : sans présence et en présence du défaut de court-circuit entre spires. Le capteur est fixé sur la machine afin de détecter ses vibrations (Figure 3.3).



FIGURE 3.3 – Mode opératoire pour l'acquisition des vibrations de la MADA

Les spécifications de ce capteur de vibration sont détaillées dans le tableau (Tableau 3.4) ci-dessous.

TABLEAU 3.1 – Spécifications techniques du capteur de vibration 810S

Valeurs de fonctionnement	Plage de Vcc	3.3-5V
	Courant maximal	< 2mA @ 5V
Taille	L x W	20mm×32mm×11mm
Sortie	A0	Analog signal output pin
	G	Ground
	D0	Digital signal output pin

Après avoir détaillé le mode opératoire, l'analyse du signal vibratoire dans le contexte de la détection de court-circuits entre spires est abordée ci-après. Dans la présentation

des résultats, les figures affichent l'analyse fréquentielle des signaux par la transformée de Fourier. Ensuite des tableaux détailleront les harmoniques présents dans les signaux vibratoires, ainsi que de leur évolution en fonction du court-circuit entre spires. Pour l'ensemble des signaux présenté, la fréquence d'échantillonnage est de 20kHz.

3.5 Analyses des signaux : mode sain et mode défaillant

Le défaut de court-circuit entre spires produit des harmoniques dans le signal vibratoire. Dans (Gangsar et Tiwari, 2020), les composantes fréquentielles du signal vibratoire liées au défaut de court-circuit sont détaillées comme suit : pf_r , $2pf_r$, $4pf_r$, $6pf_r$..., npf_r avec n un entier, p le nombre de pôles et f_r la fréquence de rotation du rotor (Hz) définies par la relation suivante (Naderi, 2016) :

$$f_r = \frac{\Omega_r}{60} \quad (3.3)$$

Dans une autre étude (Hegde et Sathyanarayana Rao, 2017), les auteurs présentent une autre manière de définir les composantes des fréquences liées au défaut de court-circuit telles que : $2f_L \leftrightarrow 100\text{Hz}$, $3f_L \leftrightarrow 150\text{Hz}$, $4f_L \leftrightarrow 200\text{Hz}$, $5f_L \leftrightarrow 250\text{Hz}$, $6f_L \leftrightarrow 300\text{Hz}$, $7f_L \leftrightarrow 350\text{Hz}$, $8f_L \leftrightarrow 400\text{Hz}$, $9f_L \leftrightarrow 450\text{Hz}$, $10f_L \leftrightarrow 500\text{Hz}$, ..., nf_L , où n est un entier et f_L la fréquence d'alimentation de la MADA.

3.5.1 Mode sain

Sur la première figure ci-dessous (Figure 3.4), une représentation temporelle du signal vibratoire de la MADA en mode sain est illustrée. Sur les deux fenêtres, le signal vibratoire de la MADA est périodique. Etant donné que le signal étudié est en régime permanent.

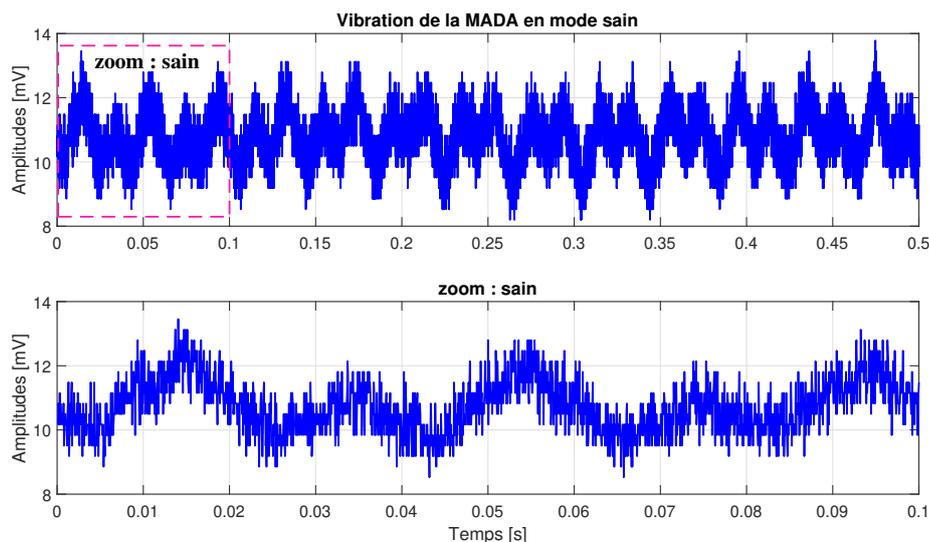


FIGURE 3.4 – Représentation temporelle - mode sain

Ci-dessous, la figure illustre (Figure 3.5) l'analyse fréquentielle de la vibration de la MADA en mode sain. L'analyse fréquentielle montre que la vibration de la MADA en

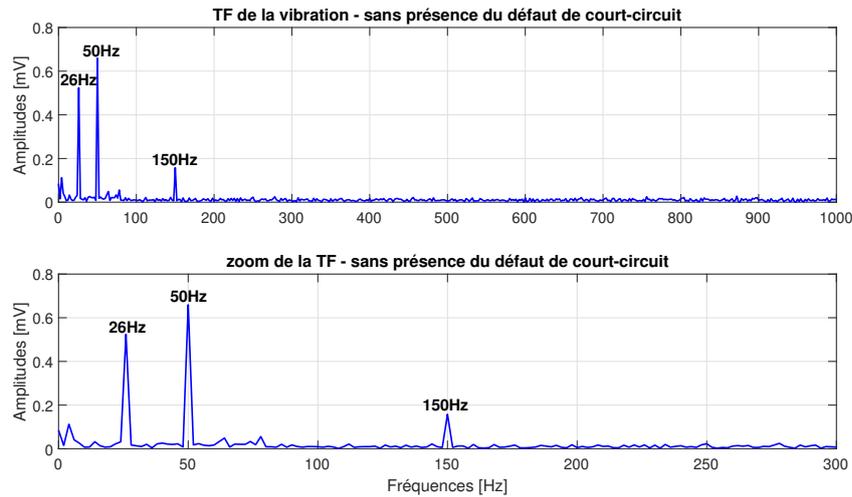


FIGURE 3.5 – Analyse fréquentielle - mode sain

mode sain regroupe trois pics de fréquences comme indiqués dans les deux fenêtres de la figure (Figure 3.5). Ces pics des fréquences sont : $f_L \leftrightarrow 50\text{Hz}$ et $3f_L \leftrightarrow 150\text{Hz}$. Ensuite, une fréquence à 26Hz est relevée sur le spectre dont l'origine n'est pas déterminée.

TABLEAU 3.2 – Amplitudes des trois fréquences

Fréquences	Amplitudes - mode sain
26Hz	0,524mV
$f_L \leftrightarrow 50\text{Hz}$	0,659mV
$3f_L \leftrightarrow 150\text{Hz}$	0,157mV

Le tableau (Tableau 3.2) regroupe les amplitudes des trois fréquences issues du signal vibratoire de la MADA en mode sain. Les valeurs répertoriées dans le tableau (Tableau 3.2) montrent les amplitudes des fréquences. Cela indique que lorsque la MADA n'est pas soumise au défaut de court-circuit entre spires, il y a une vibration mais dont l'amplitude est faible (pour le cas de la MADA étudiée). Dans le paragraphe suivant, le cas où la MADA est soumise à un défaut de court-circuit entre spires. Le premier cas correspond à un taux de spires en court-circuit de 2,5%.

3.5.2 Mode défaillant : 2,5% de spires en court-circuit

La figure (Figure 3.6) présente le signal vibratoire de la MADA en mode défaillant où le taux de court-circuit entre spires vaut 2,5%. De façon identique à celui du cas sain, sur les deux fenêtres (Figure 3.6), il est constaté que le signal vibratoire est quasi périodique.

L'analyse fréquentielle du signal pour 2,5% de scc est présentée ci-dessous. Dans la figure (Figure 3.7), l'analyse fréquentielle, montre que les trois pics de fréquences qui apparaissent sur la figure (Figure 3.5) sont également présents dans le cas de 2,5% de scc. Cependant, la différence entre les deux analyses fréquentielles (Figure 3.5 et Figure 3.7) réside dans les amplitudes des fréquences qui, dans le cas de 2,5% de scc sont supérieures aux amplitudes des fréquences dans le cas sain. Le tableau (Tableau 3.3)

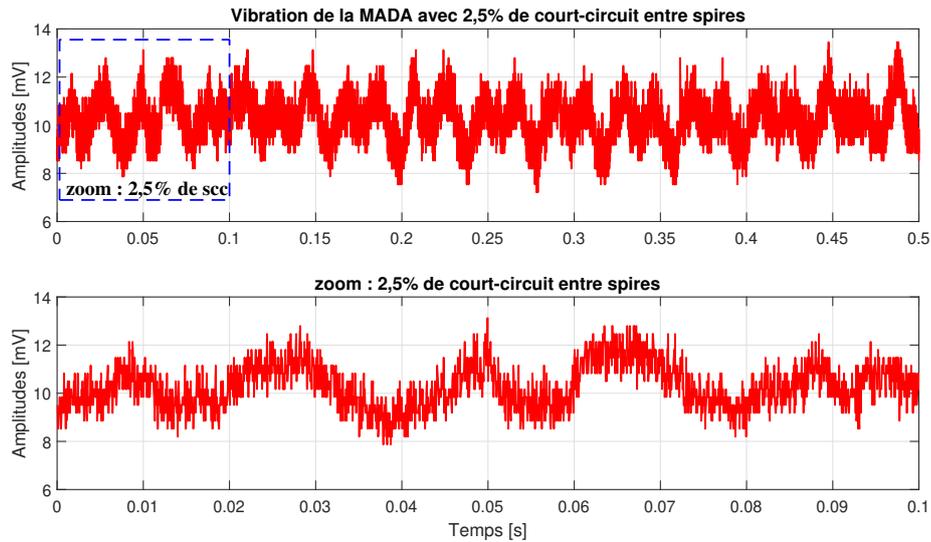


FIGURE 3.6 – Représentation temporelle à 2,5% de scc

répertorie les valeurs des différentes amplitudes pour les trois fréquences dans le cas de 2,5% de scc. Les amplitudes des trois pics de fréquence dans le cas de 2,5% de scc a augmenté par rapport au cas sain (Tableau 3.3). Ci-après, le second cas où le taux de spires en court-circuit vaut 5% est étudié.

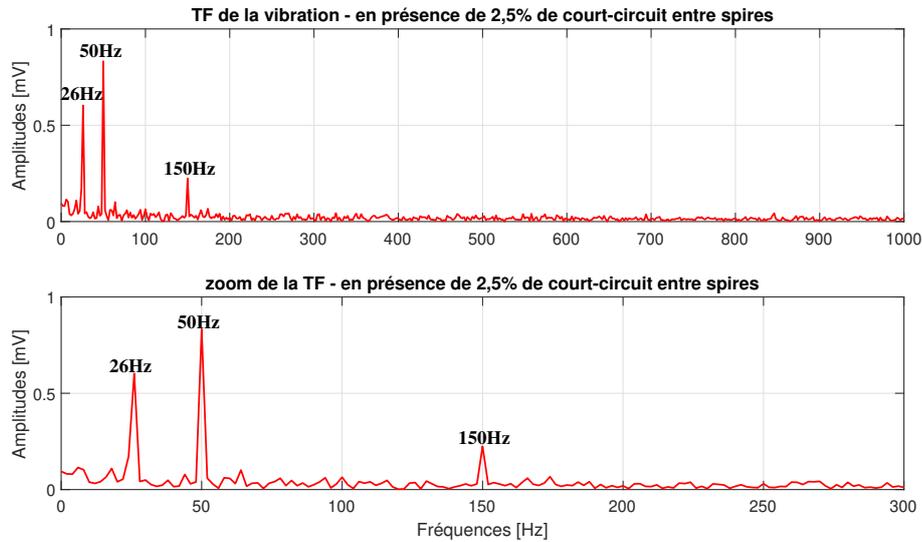


FIGURE 3.7 – Analyse fréquentielle - cas 2,5% de scc

TABLEAU 3.3 – Amplitudes des trois fréquences - cas 2,5% scc

Fréquences	Amplitudes - cas sain	Amplitudes - cas 2,5% de scc
26Hz	0,524mV	0,603mV
50Hz	0,659mV	0,832mV
150Hz	0,157mV	0,224mV

3.5.3 Mode défaillant : 5% de spires en court-circuit

La figure (Figure 3.8) ci-dessous présente l'évolution temporelle du signal vibratoire de la MADA lorsque elle est soumise au défaut de court-circuit entre spires de 5%. Comme dans les deux cas précédents (Figure 3.4 et Figure 3.6), le signal vibratoire de la figure (Figure 3.8) est quasi périodique.

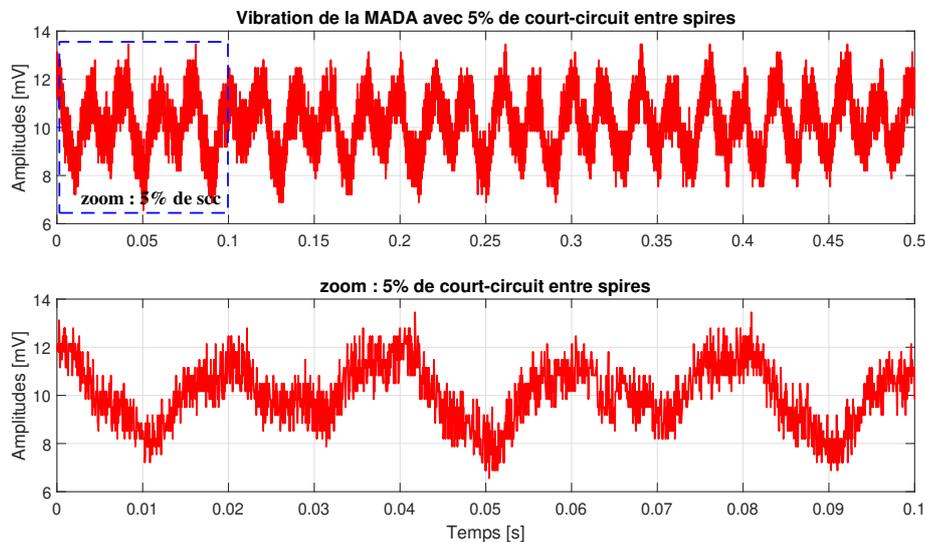


FIGURE 3.8 – Représentation temporelle à 5% de scc

Après avoir présenté la partie temporelle du signal vibratoire de la MADA soumise au défaut de court-circuit entre spires à 5%, la partie fréquentielle du signal issue de la TF (Figure 3.9) est présentée ci-dessous.

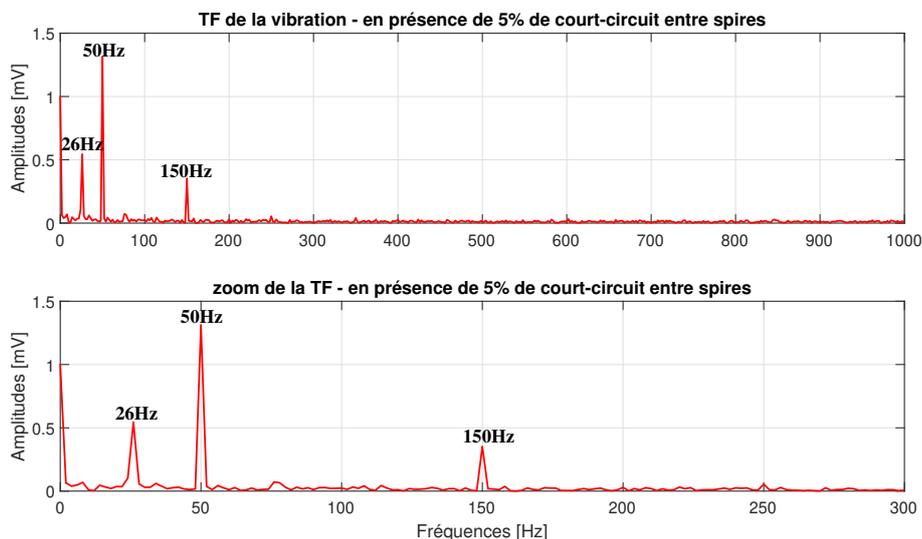


FIGURE 3.9 – Analyse fréquentielle - cas 5% de scc

La figure (Figure 3.9) représente l'analyse fréquentielle du signal vibratoire de la MADA à 5% de scc. Sur cette figure, il est constaté que les trois pics des fréquences qui apparaissent étaient également présents dans le cas de 2,5% de scc (Figure 3.7), mais également sur la figure (Figure 3.5). Par contre, c'est au niveau des amplitudes

de ces fréquences que se situe le changement.

TABLEAU 3.4 – Amplitudes des trois fréquences - cas 5% scc

Fréquences	Amplitudes - cas sain	Amplitudes - cas défaillant
26Hz	0,524mV	0,544mV
50Hz	0,659mV	1,313mV
150Hz	0,157mV	0,352mV

Le tableau (Tableau 3.4) répertorie les amplitudes des trois pics des fréquences issues de la vibration de la MADA à 5% de scc. Dans le tableau (Tableau 3.4), l'amplitude de la fréquence 50Hz augmente par rapport au cas sain et à 2,5% de scc. Cependant, l'amplitude de la fréquence 26Hz diminue par rapport à 2,5% de scc. Le Tableau 3.4 est similaire au tableau (Tableau 3.3), et ils permettent de répertorier les évolutions des amplitudes en fonction du degré du défaut dans la MADA. Dans le paragraphe suivant, le cas où le taux de spires en court-circuit vaut 10% de scc est étudié.

3.5.4 Mode défaillant : 10% de spires en court-circuit

Dans le cas de 10% de scc, le signal vibratoire de la MADA est représenté sur la figure (Figure 3.10). Comme sur les trois cas observés précédemment, le signal vibratoire de la MADA sur la figure (Figure 3.10) est toujours quasi périodique mais nettement plus déformé.

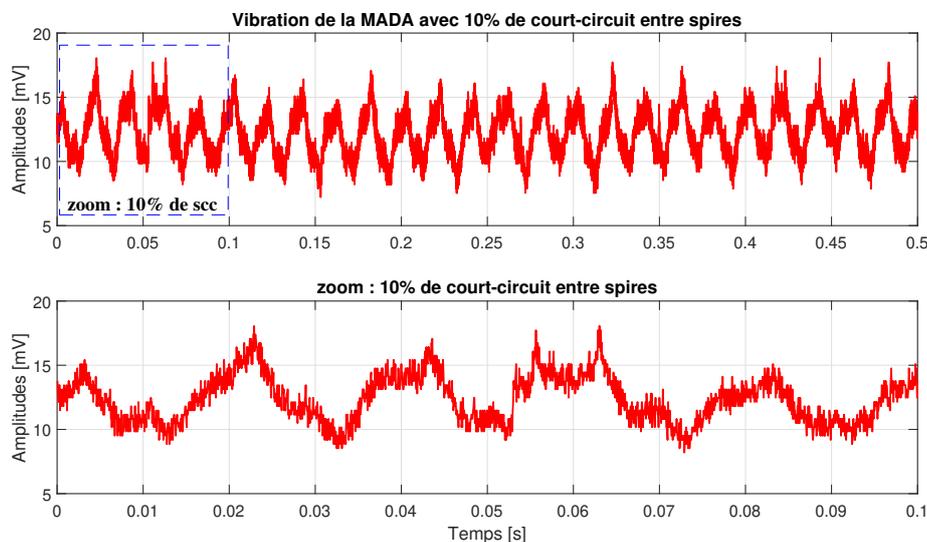


FIGURE 3.10 – Représentation temporelle à 10% de scc

Pour la suite, l'analyse fréquentielle du signal vibratoire est présentée sur la figure (Figure 3.11). Par rapport aux amplitudes des fréquences de 50Hz et 150Hz des cas précédents (sain, 2,5% et 5% de scc), à 10% de scc, les amplitudes continuent à augmenter. En revanche, pour 26Hz l'amplitude de la fréquence à 10% de scc est inférieure aux trois cas précédents. Le cas de 20% de scc est présenté dans le paragraphe suivant.

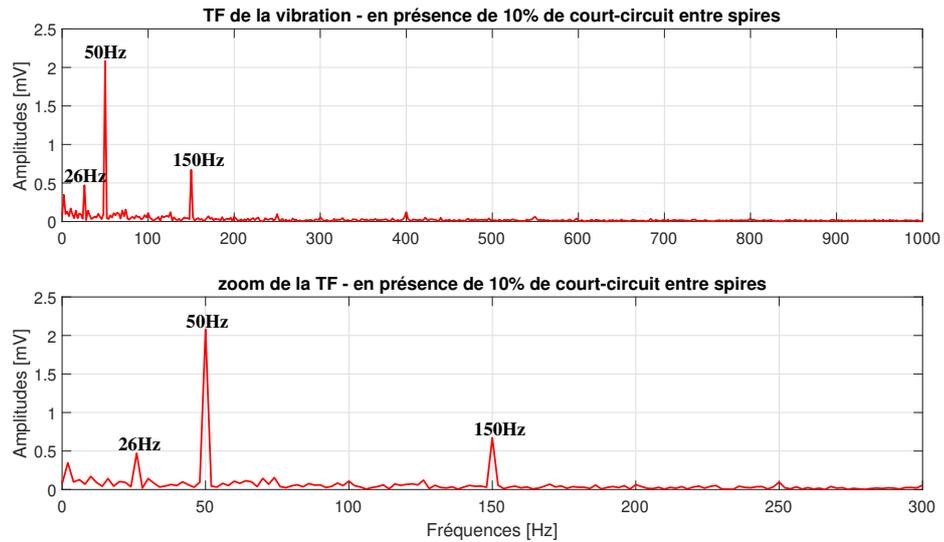


FIGURE 3.11 – Analyse fréquentielle - cas 10% de scc

TABLEAU 3.5 – Amplitudes des trois fréquences - cas 10% de scc

Fréquences	Amplitudes - mode sain	Amplitudes - mode défaillant
26Hz	0,524mV	0,471mV
50Hz	0,659mV	2,081mV
150Hz	0,157mV	0,671mV

3.5.5 Mode défaillant : 20% de spires en court-circuit

Dans le cas 20% de scc, le signal vibratoire de la MADA est présenté sur la figure (Figure 3.12). Comme pour les trois cas précédents observés, le signal vibratoire de la MADA, comme le montre la figure (Figure 3.12), est quasi périodique. L'analyse fréquentielle du signal vibratoire est illustré dans la figure (Figure 3.13).

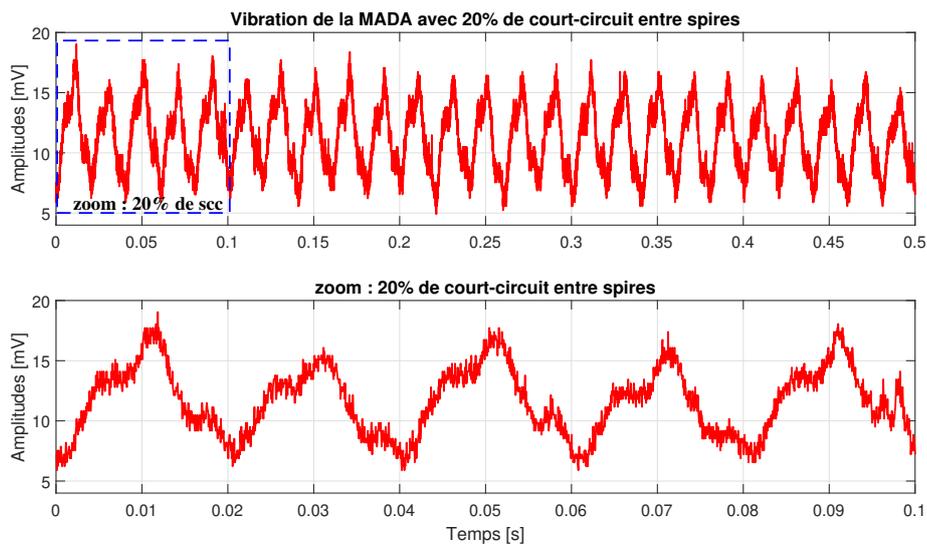


FIGURE 3.12 – Représentation temporelle à 20% de scc

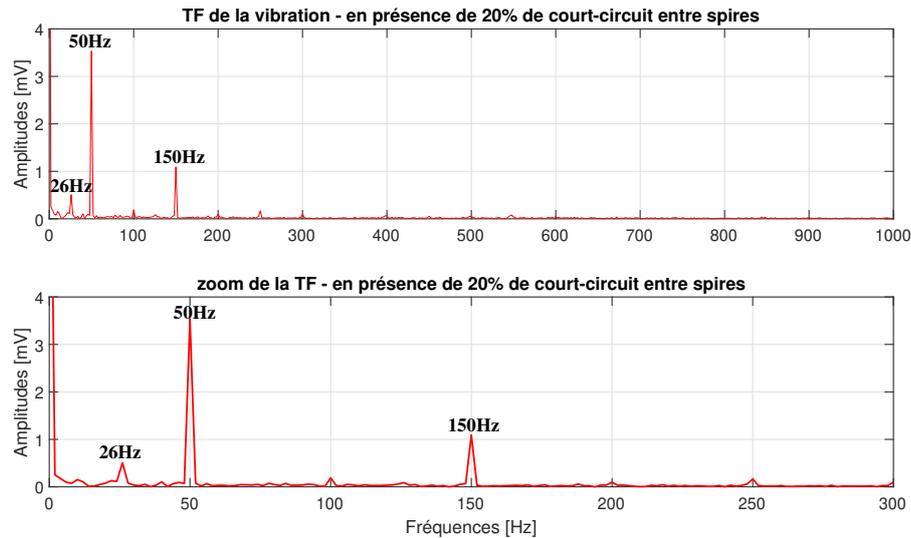


FIGURE 3.13 – Analyse fréquentielle - cas 20% de scc

Ci-dessus, l'analyse fréquentielle du signal vibratoire de la MADA avec 20% de scc montre les mêmes pics de fréquence que ceux présents dans les cas précédents (Figure 3.5, Figure 3.7, Figure 3.9 et Figure 3.11).

TABLEAU 3.6 – Amplitudes des trois fréquences - cas 20% de scc

Fréquences	Amplitudes - mode sain	Amplitudes - mode défaillant
26Hz	0,524mV	0,506mV
50Hz	0,659mV	3,532mV
150Hz	0,157mV	1,091mV

Le tableau (Tableau 3.6) regroupe les amplitudes des trois pics de fréquence de la figure (Figure 3.13). Par rapport aux amplitudes des fréquences à 50Hz et 150Hz des cas précédents (sain, 2,5%, 5% et 10% de scc), à 20% de scc, les amplitudes augmentent encore. En revanche, pour la fréquence à 26Hz, l'évolution de ses amplitudes est difficile à commenter. En effet, suivant le taux de circuit, après avoir diminuée, l'amplitude de cette fréquence augmente. Pour la suite, le cas de 30% de scc est étudié.

3.5.6 Mode défaillant : 30% de spires en court-circuit

Dans le cas de 30% de scc, le signal vibratoire de la MADA est illustré par la figure (Figure 3.14). Comme pour les six cas observés précédemment, le signal vibratoire de la MADA (Figure 3.14) reste toujours quasi périodique mais avec des déformations très prononcées dues au défaut de court-circuit.

La figure (Figure 3.15) représente l'analyse fréquentielle du signal vibratoire de la MADA à 30% de scc. Sur la figure (Figure 3.15), les trois pics de fréquence 26Hz, 50Hz et 150Hz sont toujours présents. Le tableau (Tableau 3.7) regroupe les amplitudes des trois pics de fréquence présents dans la figure (Figure 3.15). Par rapport aux amplitudes correspondant aux 50Hz et 150Hz des cas précédents (sain, 2,5%, 5%, 10% et 20% de scc), à 30% de scc, les amplitudes augmentent encore. En revanche, pour la fréquence de 26Hz, son amplitude est inférieure à celle du cas sain.

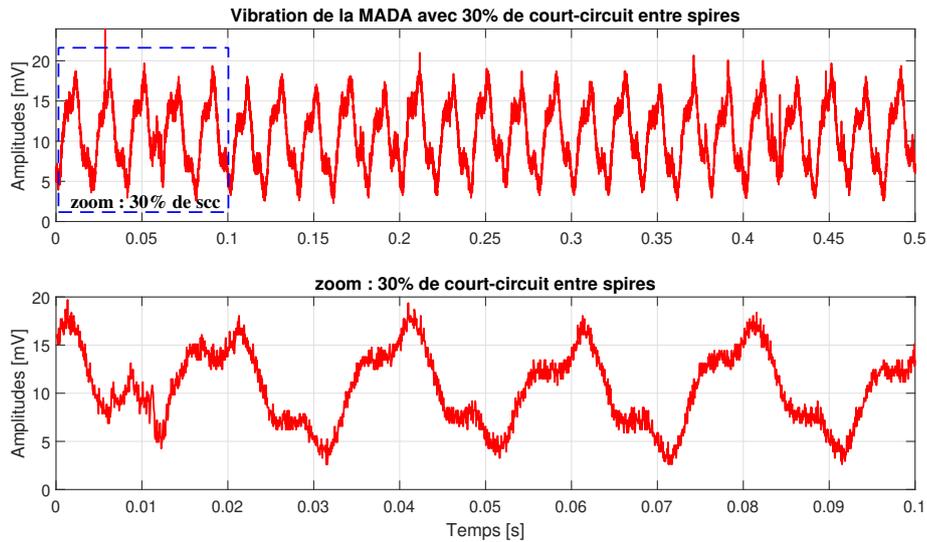


FIGURE 3.14 – Représentation temporelle à 30% de scc

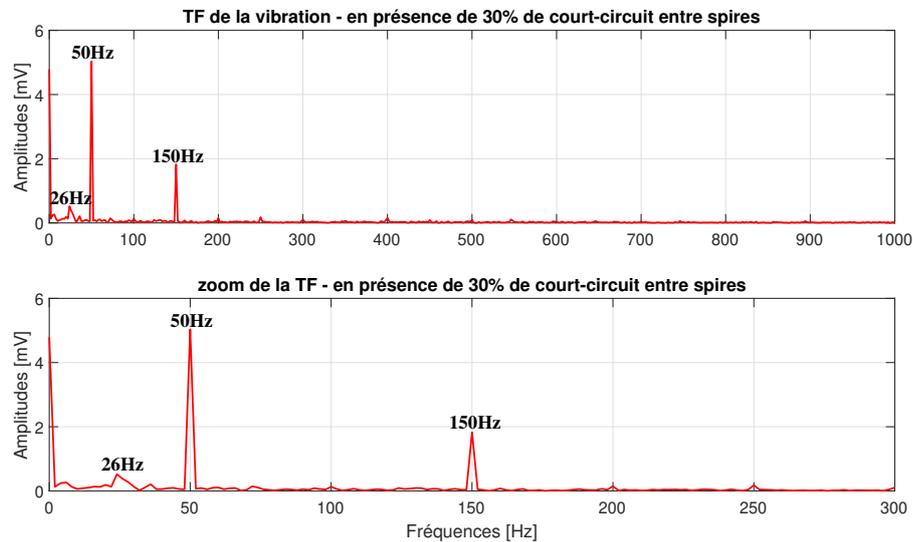


FIGURE 3.15 – Analyse fréquentielle - cas 30% de scc

TABLEAU 3.7 – Amplitudes des trois fréquences - cas 30% de scc

Fréquences	Amplitudes - mode sain	Amplitudes - mode défaillant
26Hz	0,524mV	0,378mV
50Hz	0,659mV	5,031mV
150Hz	0,157mV	1,825mV

3.6 Détection du taux de court-circuit à partir de l'analyse fréquentielle

Jusque là, les analyses temporelles et les analyses fréquentielles du signal vibratoire de la MADA ont été présentées dans le cas sain et dans les cas défectueux (en présence du défaut de court-circuit entre spires suivant différents taux de spires en court-circuit). De plus, d'après les différents résultats présentés au travers des figures et des ta-

bleaux, on constate que trois pics de fréquences ont une amplitude prédominante : ces fréquences correspondent à 50Hz et 150Hz. Ainsi, les évolutions des amplitudes de ces deux fréquences en fonction du taux de court-circuit sont présentées sur la figure (Figure 3.16).

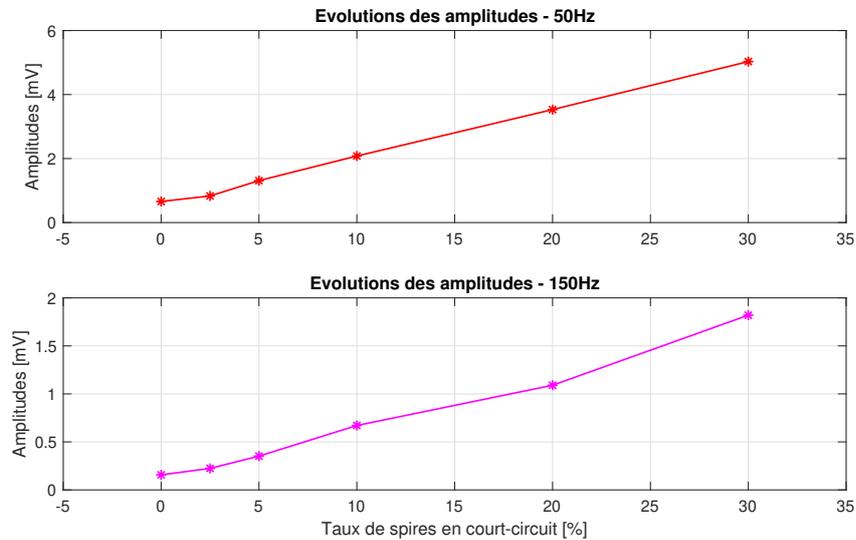


FIGURE 3.16 – Amplitudes en fonction du taux de scc

Ces courbes montrent une tendance linéaire qui peut être modélisée par deux droites affines présentées dans les figures (Figure 3.17 et Figure 3.18).

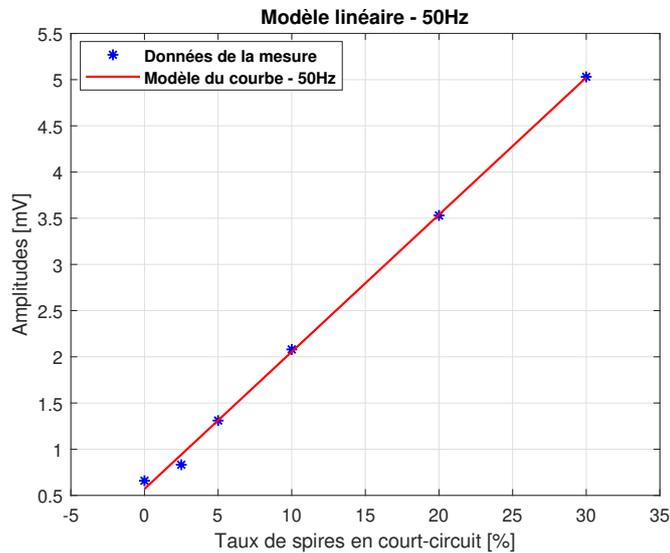


FIGURE 3.17 – Modèle linéaire de l'amplitude - 50Hz

La figure (Figure 3.17) illustre le modèle de l'évolution des amplitudes pour la fréquence de 50Hz en fonction du taux de court circuit. Le modèle obtenu est une droite qui a pour équation (3.4) :

$$U_1(T_{scc}) = a_1 T_{scc} + b_1 \quad (3.4)$$

avec U_1 désigne l'amplitude de la vibration qui correspond à 50Hz, T_{scc} n'est autre que le taux de spires en court-circuit. a_1 et b_1 sont les coefficients de la droite. L'identi-

cation par les moindres carrés donne les valeurs des deux coefficients (a_1 et b_1) :

$$a_1 = 0,15 \text{ et } b_1 = 0,57$$

Le modèle linéaire de l'évolution de l'amplitude pour la fréquence 150Hz, obtenu à partir du signal vibratoire de la MADA, est illustré sur la figure (Figure 3.18).

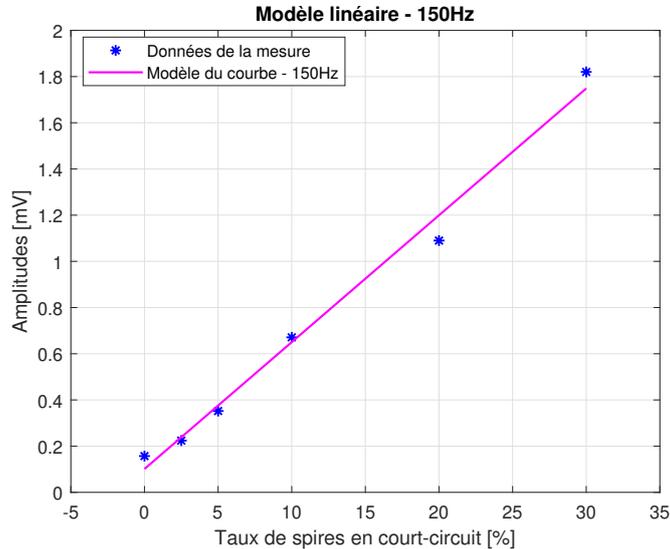


FIGURE 3.18 – **Modèle linéaire de l'amplitude - 150Hz**

La figure (Figure 3.18) illustre le modèle de l'évolution des amplitudes de la fréquence 150Hz. Sur cette figure, la droite a pour équation (3.5) :

$$U_2(T_{scc}) = a_2 T_{scc} + b_2 \quad (3.5)$$

avec U_2 désigne l'amplitude de la fréquence 150Hz, a_2 et b_2 les coefficients de la droite. L'identification des deux coefficients (a_2 et b_2) donne :

$$a_2 = 0,055 \text{ et } b_2 = 0,101$$

L'équation (3.5) et la figure (Figure 3.18) vont permettre de détecter et de quantifier le défaut de court-circuit entre spires.

En résumé, deux approches permettent de quantifier le taux de court circuit, à partir des deux amplitudes des fréquences 50Hz et 150Hz obtenues par l'analyse du signal vibratoire. Ainsi, ces deux approches vont être exploitées sur la MADA lorsqu'elle est soumise à un défaut de court-circuit entre spires qui est supposé à 40%.

3.7 Applications dans la détection du défaut de court-circuit

Pour l'application des deux approches évoquées ci-dessus (3.4 et 3.5), dans un premier temps, les amplitudes des deux fréquences à 50Hz et 150Hz du signal vibratoire ont été recherchées en supposant que le taux de spires en court-circuit (T_{scc}) vaut 40%. Ensuite, à partir de la valeur de ces deux amplitudes, les taux de court-circuit seront

déterminés à partir des deux équations (3.4 et 3.5) comme l'illustrent les figures (Figure 3.19 et Figure 3.20). Les deux relations (3.4 et 3.5) ci-dessus, donnent les résultats du tableau (Tableau 3.8).

TABLEAU 3.8 – Calcul des deux amplitudes à 40% de scc

T_{scc}	$U_1 \rightarrow 50\text{Hz}$	$U_2 \rightarrow 150\text{Hz}$
40%	6,57mV	2,3mV
$T_{scc \rightarrow U_1} : 40,13\%$ & $T_{scc \rightarrow U_2} : 43,25\%$	6,59mV	2,48mV

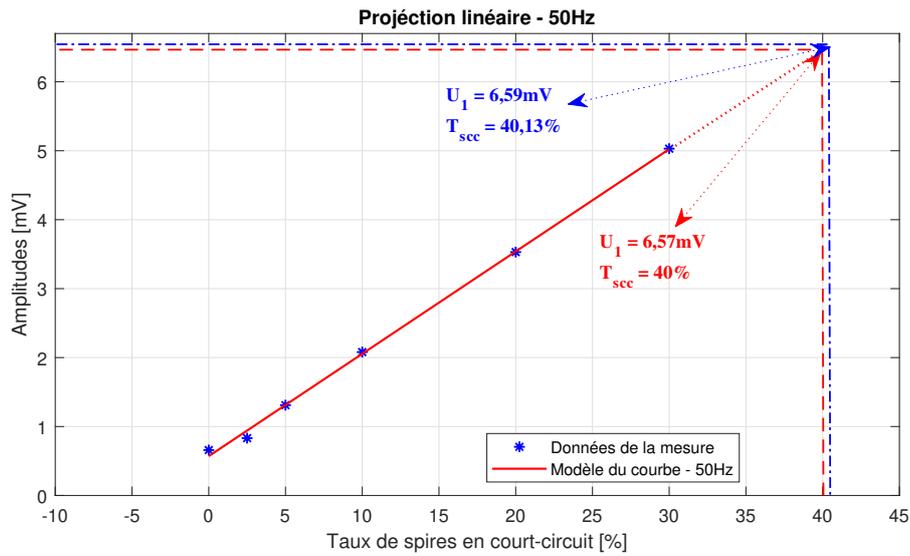


FIGURE 3.19 – Projection de U_1 à 40% de scc

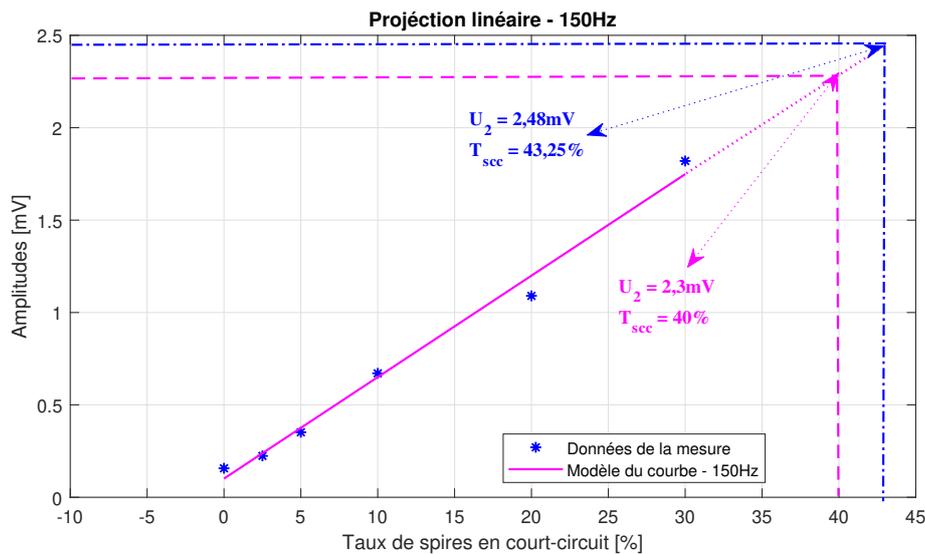


FIGURE 3.20 – Projection de U_2 à 40% de scc

Les amplitudes de l'analyse fréquentielle pour un défaut de court-circuit fixé à 40% de scc permettent à partir de la figure (Figure 3.21) d'estimer le taux de court-circuit.

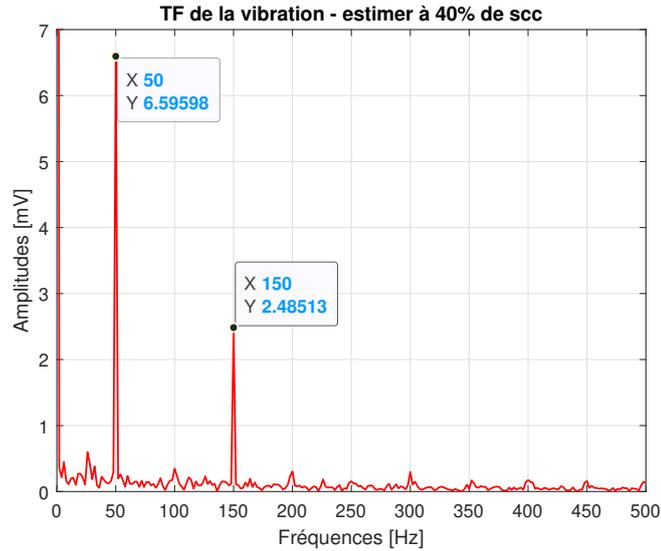


FIGURE 3.21 – Analyse fréquentielle - cas 40% de scc

La figure (Figure 3.21) illustre l'analyse fréquentielle du signal vibratoire de la MADA. A partir des amplitudes déduites de cette figure (50Hz et 150Hz) et de la figure (Figure 3.19), on trouve exactement la valeur de U_1 dans le tableau (Tableau 3.8) pour la fréquence de 50Hz. Pour le deuxième cas, c'est-à-dire 150Hz, la valeur de U_2 sur la figure (Figure 3.18) est supérieure à la valeur de U_2 issue de la relation (3.5) (Tableau 3.8). Ainsi, en termes de précision, l'exploitation de la fréquence 50Hz donne le meilleur résultat.

Dans le cadre de cette étude, le nombre de spires sur une phase est égal à 798. Ainsi, avec les T_{scc} issus des deux amplitudes U_1 et U_2 , le nombre de spires en court-circuit correspondant à chacune des deux amplitudes est déterminé dans le tableau (Tableau 3.9). Ce tableau (Tableau 3.9) récapitule le nombre de spires et les précisions liées aux deux équations (3.4) et (3.5).

TABLEAU 3.9 – Précision de la détection suivant les deux approches

Nombre de spires sans court-circuit sur une phase	Nombre de spires en court-circuit Abaques	Nombre de spires en court-circuit Projections	Précision de la détection (%)
798 spires	N_{scc} de l'abaque	N_{scc} de la projection	0,03%
	$U_1 : 40\% \Leftrightarrow 320,1$	$U_1 : 40,13\% \Leftrightarrow 320,2$	
	$U_2 : 40\% \Leftrightarrow 320,1$	$U_2 : 43,25\% \Leftrightarrow 345,1$	

Le Tableau 3.9 récapitule le nombre de spires N_{scc} en court-circuit issu de la projection et les précisions associées. La précision présentée dans la 4^{ème} colonne de ce tableau montre une erreur de 0,03% (nettement inférieure à 1%) pour la fréquence 50Hz. En revanche, l'erreur présentée dans la 4^{ème} colonne est supérieure à 5% pour la fréquence 150Hz.

3.8 Conclusion

L'analyse fréquentielle du signal vibratoire peut être utilisée pour diagnostiquer avec précision, les défauts de court circuit sur les machines électriques. En effet, selon les différents résultats présentés dans cette partie, l'utilisation du signal vibratoire dans la détection donne des résultats pertinents.

Tout d'abord, les représentations temporelles du signal vibratoire de la MADA dans le cas sain et dans le cas défectueux (2,5%, 5%, 10%, 20% et 30% de scc), montrent des différences notables. En effet, dans le cas défectueux les signaux présentent plus de déformation par rapport au cas sain. Ensuite, les analyses fréquentielles pour le cas sain comme pour le cas défectueux, montrent qu'il y a trois pics de fréquences qui apparaissent sur les T.F. Cependant, l'évolution des amplitudes de ces trois fréquences montre des différences notables. Les figures (Figure 3.16) correspondant aux fréquences 50Hz et 150Hz illustrent une évolution quasi linéaire des amplitudes par rapport au défaut de court-circuit entre spires. En revanche, le cas de la fréquence 26Hz présente des difficultés d'interprétation. En effet, l'évolution des amplitudes de cette fréquence ne donne pas une tendance linéaire comme le cas des deux autres fréquences (50Hz et 150Hz). Les différentes valeurs des amplitudes en fonction du taux de court circuit sont présentées dans les tableaux (Tableau 3.2 au Tableau 3.7).

En outre, l'évolution des amplitudes des deux fréquences 50Hz et 150Hz en fonction du défaut est linéaire comme le montre la figure (Figure 3.16). Celle-ci permet de modéliser simplement cette évolution par des droites affines, comme le montrent les figures (Figure 3.17 et Figure 3.18). Ainsi, avec ces deux modèles (3.4) et (3.5), deux approches permettent d'analyser le taux de court circuit, de détecter et quantifier le défaut. Parmi ces deux approches linéaires, la première approche présentée par la relation (3.4) donne le meilleur résultat. En effet, la détection à partir de l'amplitude de la fréquence 50Hz, permet, avec une très bonne précision d'en déduire le taux de spires en court-circuit sur le stator de la MADA. Par contre, l'exploitation du pic à 150Hz montre une plus grande incertitude.

Après avoir clos ce troisième chapitre, le quatrième chapitre exploitera la forme géométrique des courants. Dans ce chapitre, la base de l'analyse se fera sur les trois courants issus du stator et l'exploitation des deux courants quadratiques dans la base (d-q) à l'aide de l'Approche Vectorielle de Park. Avec, ces deux courants, les formes géométriques qui en découlent (cercle et ellipse) sont caractérisées par quatre grandeurs caractéristiques qui évoluent en fonction du taux de défaut de court-circuit dans la MADA. Ainsi, une approche basée sur l'exploitation des formes elliptiques est présentée pour la détection du défaut de court-circuit.

Bibliographie

- ÁGOSTON, K. (2015). Fault detection of the electrical motors based on vibration analysis. *Procedia technology*, 19:547–553.
- AL-BADOUR, F., SUNAR, M. et CHEDED, L. (2011). Vibration analysis of rotating machinery using time–frequency analysis and wavelet techniques. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 25(6):2083–2101.
- BARTNIKAS, R. (1987). *Electrical properties of solid insulating materials : measurement techniques*, volume 2. ASTM International.
- BETTA, G., LIGUORI, C., PAOLILLO, A. et PIETROSANTO, A. (2002). A dsp-based fft-analyzer for the fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 51(6):1316–1322.
- CAMARENA-MARTINEZ, D., VALTIERRA-RODRIGUEZ, M., AMEZQUITA-SANCHEZ, J. P., GRANADOS-LIEBERMAN, D., ROMERO-TRONCOSO, R. J. et GARCIA-PEREZ, A. (2016). Shannon entropy and-means method for automatic diagnosis of broken rotor bars in induction motors using vibration signals. *Shock and Vibration*, 2016.
- ÇIRA, F. (2018). Detection of eccentricity fault based on vibration in the pmsm. *Results in Physics*, 10:760–765.
- CRISTALLI, C., PAONE, N. et RODRÍGUEZ, R. (2006). Mechanical fault detection of electric motors by laser vibrometer and accelerometer measurements. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 20(6):1350–1361.
- DELGADO-ARREDONDO, P. A., GARCIA-PEREZ, A., MORINIGO-SOTELO, D., OSORNIO-RIOS, R. A., AVINA-CERVANTES, J. G., ROSTRO-GONZALEZ, H. et ROMERO-TRONCOSO, R. d. J. (2015). Comparative study of time-frequency decomposition techniques for fault detection in induction motors using vibration analysis during startup transient. *Shock and Vibration*, 2015.
- DJUROVIĆ, S., VILCHIS-RODRIGUEZ, D. et SMITH, A. (2012). Vibration monitoring for wound rotor induction machine winding fault detection. In *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, pages 1906–1912. IEEE.
- DJUROVIĆ, S., VILCHIS-RODRIGUEZ, D. S. et SMITH, A. C. (2014). Investigation of wound rotor induction machine vibration signal under stator electrical fault conditions. *The Journal of Engineering*, 2014(5):248–258.
- FAIZ, J., EBRAHIMI, B. M., TOLIYAT, H. et ABU-ELHAIJA, W. (2010). Mixed-fault diagnosis in induction motors considering varying load and broken bars location. *Energy Conversion and Management*, 51(7):1432–1441.
- FINLEY, W. R., HODOWANEC, M. M. et HOLTER, W. G. (1999). An analytical approach to solving motor vibration problems. In *Industry Applications Society 46th Annual Petroleum and Chemical Technical Conference (Cat. No. 99CH37000)*, pages 217–232. IEEE.
- GANGSAR, P. et TIWARI, R. (2019a). Diagnostics of mechanical and electrical faults in induction motors using wavelet-based features of vibration and current through

- support vector machine algorithms for various operating conditions. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 41(2):71.
- GANGSAR, P. et TIWARI, R. (2019b). Online diagnostics of mechanical and electrical faults in induction motor using multiclass support vector machine algorithms based on frequency domain vibration and current signals. *ASCE-ASME J Risk and Uncert in Engrg Sys Part B Mech Engrg*, 5(3).
- GANGSAR, P. et TIWARI, R. (2019c). A support vector machine based fault diagnostics of induction motors for practical situation of multi-sensor limited data case. *Measurement*, 135:694–711.
- GANGSAR, P. et TIWARI, R. (2020). Signal based condition monitoring techniques for fault detection and diagnosis of induction motors : A state-of-the-art review. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 144:106908.
- GLOWACZ, A., GLOWACZ, W., KOZIK, J., PIECH, K., GUTTEN, M., CAESARENDRA, W., LIU, H., BRUMERCIK, F., IRFAN, M. et KHAN, Z. F. (2019). Detection of deterioration of three-phase induction motor using vibration signals. *Measurement Science Review*, 19(6):241–249.
- HALLAL, J. (2014). *Études des vibrations d’origine électromagnétique d’une machine électrique : conception optimisée et variabilité du comportement vibratoire*. Thèse de doctorat, Compiègne.
- HE, Y.-L., KE, M.-Q., TANG, G.-J., JIANG, H.-C. et YUAN, X.-H. (2016). Analysis and simulation on the effect of rotor interturn short circuit on magnetic flux density of turbo-generator. *Journal of Electrical Engineering*, 67(5):323–333.
- HE, Y.-L., WANG, F.-L., TANG, G.-J. et KE, M.-Q. (2017). Analysis on steady-state electromagnetic characteristics and online monitoring method of stator interturn short circuit of turbo-generator. *Electric Power Components and Systems*, 45(2):198–210.
- HEGDE, V. et SATHYANARAYANA RAO, M. G. (2017). Detection of stator winding inter-turn short circuit fault in induction motor using vibration signals by mems accelerometer. *Electric Power Components and Systems*, 45(13):1463–1473.
- JANNATI, M., IDRIS, N. et SALAM, Z. (2012). A new method for modeling and vector control of unbalanced induction motors. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 3625–3632. IEEE.
- JIN, C., OMPUSUNGGU, A. P., LIU, Z., ARDAKANI, H. D., PETRÉ, F. et LEE, J. (2015). Envelope analysis on vibration signals for stator winding fault early detection in 3-phase induction motors. *International Journal of Prognostics and Health Management*, 6(1):003.
- JOSE, G. et JOSE, V. (2013). Induction motor fault diagnosis methods : A comparative study. In *International conference on electrical engineering (ICEE—2013)*, pages 863–866.
- KAR, C. et MOHANTY, A. (2006). Monitoring gear vibrations through motor current signature analysis and wavelet transform. *Mechanical systems and signal processing*, 20(1):158–187.

- LAMIM FILHO, P., PEDERIVA, R. et BRITO, J. (2014). Detection of stator winding faults in induction machines using flux and vibration analysis. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 42(1-2):377–387.
- LASURT, I., STRONACH, A. et PENMAN, J. (2000). A fuzzy logic approach to the interpretation of higher order spectra applied to fault diagnosis in electrical machines. *In PeachFuzz 2000. 19th International Conference of the North American Fuzzy Information Processing Society-NAFIPS (Cat. No. 00TH8500)*, pages 158–162. IEEE.
- LI, S., ZHAO, Y. et DING, M. (2018). Mobile robot motor bearing fault detection and classification on discrete wavelet transform and lstm network. *Journal of Mechanics in Medicine and Biology*, 18(08):1840034.
- LIANG, H., CHEN, Y., LIANG, S. et WANG, C. (2018). Fault detection of stator inter-turn short-circuit in pmsm on stator current and vibration signal. *Applied Sciences*, 8(9).
- LIN, F., ZUO, S. et DENG, W. (2018). Impact of rotor eccentricity on electromagnetic vibration and noise of permanent magnet synchronous motor. *Journal of Vibroengineering*, 20(2):923–935.
- LUNDSTRÖM, N. L. et AIDANPÄÄ, J.-O. (2008). Whirling frequencies and amplitudes due to deviations of generator shape. *International Journal of Non-Linear Mechanics*, 43(9):933–940.
- LUNDSTRÖM, N. L., GRAFSTRÖM, A. et AIDANPÄÄ, J.-O. (2014). Small shape deviations causes complex dynamics in large electric generators. *The European Physical Journal Applied Physics*, 66(2):20903.
- MATIC, D. et KANOVIC, Z. (2017). Vibration based broken bar detection in induction machine for low load conditions. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 17(1):49–54.
- MILIMONFARED, J., KELK, H. M., NANDI, S., MINASSIANS, A. et TOLIYAT, H. A. (1999). A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(5):1000–1006.
- NADERI, P. (2016). Cage-rotor induction motor inter-turn short circuit fault detection with and without saturation effect by mec model. *ISA Transactions*, 64:216–230.
- RAZAFIMAHEFA, T., BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2019). Experimental and analytical approaches for investigating low-level inter-turn winding faults in induction machine. *In 2019 4th Conference on Control and Fault Tolerant Systems (SysTol)*, pages 135–140. IEEE.
- SALAMI, M.-J. E., GANI, A. et PERVEZ, T. (2001). Machine condition monitoring and fault diagnosis using spectral analysis techniques. *Proc. 1st Int. Conf. Mechatronics*.
- SEGHIOUR, A., SEGHIER, T. et ZEGNINI, B. (2015). Diagnostic of the simultaneous of dynamic eccentricity and broken rotor bars using the magnetic field spectrum of the air-gap for an induction machine. *In 2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*, pages 1–6. IEEE.

- SHUTING, W., ZHAOFENG, X., YONGGANG, L., ZILI, H. et HEMING, L. (2003). Analysis of generator vibration characteristic on rotor winding interturn short circuit fault. *In Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003.*, volume 2, pages 882–885. IEEE.
- SILVA, V. A. et PEDERIVA, R. (2013). Fault detection in induction motors based on artificial intelligence. *In Surveillance 7 International Conference, Chartres, France, Oct*, pages 29–30.
- SINGH, S., KUMAR, A. et KUMAR, N. (2014). Motor current signature analysis for bearing fault detection in mechanical systems. *Procedia Materials Science*, 6:171–177.
- SU, H., CHONG, K. T. et KUMAR, R. R. (2011). Vibration signal analysis for electrical fault detection of induction machine using neural networks. *Neural Computing and Applications*, 20(2):183–194.
- SUDHAKAR, I., ADINARAYANA, S. et ANILPRAKASH, M. (2017). Condition monitoring of a 3- ϕ induction motor by vibration spectrum analysis using fft analyser-a case study. *Materials Today : Proceedings*, 4(2):1099–1105.
- TOLIYAT, H. A. et LIPO, T. A. (1995). Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 10(2):241–247.
- VERNEKAR, K., KUMAR, H. et GANGADHARAN, K. (2014). Gear fault detection using vibration analysis and continuous wavelet transform. *Procedia Materials Science*, 5:1846–1852.
- WALLIN, M. et LUNDIN, U. (2013). Dynamic unbalanced pull from field winding turn short circuits in hydropower generators. *Electric power components and systems*, 41(16):1672–1685.
- WANG, H. et BUTLER, K. L. (2002). Modeling transformers with internal incipient faults. *IEEE Transactions on power delivery*, 17(2):500–509.
- WANG, L. et GAO, R. X. (2006). *Condition monitoring and control for intelligent manufacturing*. Springer Science & Business Media.
- XIE, Y., CHEN, P., LI, F. et LIU, H. (2019). Electromagnetic forces signature and vibration characteristic for diagnosis broken bars in squirrel cage induction motors. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 123:554–572.
- XU, X., HAN, Q. et CHU, F. (2018). Review of electromagnetic vibration in electrical machines. *Energies*, 11(7):1779.
- ZHANG, S. (2020). Broken rotor bar fault diagnosis of squirrel cage asynchronous motor based on vibration spectrum and current spectrum. *In IOP Conference Series : Earth and Environmental Science*, volume 446, page 042042. IOP Publishing.
- ZHANG, X., LIANG, Y., ZHOU, J. et al. (2015). A novel bearing fault diagnosis model integrated permutation entropy, ensemble empirical mode decomposition and optimized svm. *Measurement*, 69:164–179.

Chapitre 4

DETECTION DE DEFAUT DE COURT-CIRCUIT ENTRE SPIRES DANS LA MADA PAR L'APPROCHE ELLIPTIQUE

4.1 Introduction

Le défaut de court-circuit entre spires est un défaut électrique courant dans les machines à induction. Généralement, il est causé par des défauts d'isolation des spires, des contraintes mécaniques, des contraintes thermiques et des décharges partielles (**Xu et al., 2017**), (**Bonnett et Soukup, 1992**). Si ces défauts ne sont pas résolus, ils entraînent une augmentation des coûts d'exploitation en raison des temps d'arrêt de la machine, d'où la nécessité d'une surveillance efficace et fiable, ainsi que des méthodes de diagnostic des défauts non invasives. Cet ensemble doit pouvoir réduire les temps d'arrêt non planifiés et les coûts élevés qui y sont associés (**Xu et al., 2017**). Il est donc essentiel de proposer des méthodes permettant de détecter à un stade précoce les anomalies de court-circuit entre spires durant le fonctionnement de la machine.

Malgré la multitude des méthodes utilisées pour détecter des défauts de court-circuit entre spires dans une machine asynchrone à double alimentation, cette thématique continue à mobiliser un certain nombre de chercheurs. En effet, les techniques actuellement proposées pour détecter le défaut de court-circuit entre spires au stade précoce, peuvent être classées en trois grandes catégories : (**Bilal et al., 2021**) et (**Xu et al., 2017**).

La première catégorie est basée sur les analyses des signaux, qui utilisent des méthodes fréquentielles afin de cibler les fréquences spécifiques liées aux défauts de court-circuit entre spires. On peut citer des techniques telles que : l'analyse de signatures des courants du moteur (**Khechekhouché et al., 2020**), (**Yassa et Rachek, 2020**), (**Deeb et Kotelenets, 2020**), (**Thampatty et al., 2019**), (**Razafimahefa et al., 2019**), (**Verma et al., 2018**), (**Janrao et Ambekar, 2018**), (**Sharma et al., 2017**), l'analyse des courants de séquence négatives (**Liu et Gu, 2013**), (**Bouزيد et al., 2018**), (**Jeong et al., 2016**), la surveillance des signatures électromagnétiques (**Kumar et Isha, 2019**), (**Ding et Wang, 2018**) et l'analyse vibratoire (**Kumar et al., 2018**). Concernant cette dernière technique, afin d'indiquer une défaillance par court-

circuit dans les enroulements du stator, il est fréquent de détecter des changements dans le spectre des signaux. Cependant, l'utilisation de ces méthodes conventionnelles ne sert souvent qu'à détecter des types d'anomalies spécifiques connues, et ne permet donc pas, de détecter tout nouveau comportement anormal présent dans la machine. Par exemple, si le spectre d'une MADA en fonctionnement sain est proche de celui d'une MADA défectueuse ou s'y superpose, il est difficile de distinguer les conditions de fonctionnement défectueuses des conditions saines (**Xu et al., 2017**). En outre, même dans des conditions de fonctionnement bien maîtrisées, les composantes de fréquence dépendent de la vitesse et de l'alimentation électrique, ce à quoi ces stratégies ne sont pas bien adaptées et ne sont souvent applicables qu'aux machines dans des conditions de fonctionnement stables, c'est-à-dire à vitesse et charge constantes (**Xu et al., 2017**). Afin de surmonter ces limitations, des techniques avancées de traitement du signal et d'analyse spectrale à haute résolution ont été proposées, tels que les courants négatifs et homo-polaires (**Bouزيد et Champenois, 2013**) et (**Cusidó-Cusido et al., 2008**). En revanche, la robustesse de ces méthodes est, à ce jour, toujours remise en question (**Aubert et al., 2015**).

La seconde catégorie est axée sur une méthode qui nécessite une connaissance physique préalable du processus et sa modélisation (**Bednarz et Dybkowski, 2019**), (**Bednarz et al., 2018**), (**Júnior et al., 2018**), (**Duan et Živanović, 2015**), (**De Angelo et al., 2009**), (**Isermann, 2005**) et (**Bachir et al., 2006**). Dans ce type de technique, le diagnostic des défauts est réalisé en générant des caractéristiques telles que des résidus spécifiques, une estimation des paramètres ou une estimation de l'état. En revanche, cette catégorie de méthodes a des inconvénients : dans de nombreuses situations, la complexité des systèmes observés rend presque impossible l'exploitation de modèles robustes et précis pour des applications en ligne (**Xu et al., 2017**). En plus, ces méthodes supposent une connaissance précise des paramètres du modèle, ce qui n'est pas le cas en pratique, car il existe souvent des incertitudes conduisant souvent à de fausses alarmes (**Aubert et al., 2015**).

En ajout des deux catégories susmentionnées, la troisième catégorie est une bonne alternative, car elle s'inscrit dans des approches axées sur les données pour détecter les défauts des court-circuits entre spires dans les enroulements de la MADA. Ces méthodes nécessitent la disponibilité de données à grande échelle collectées par des capteurs non intrusifs. En termes de diagnostic, plusieurs travaux illustrent des méthodes basées sur les données, telles que les méthodes de surveillance statistique multivariée des processus et les approches d'apprentissage automatique (**Harrou et al., 2020**), (**Yao et al., 2017**), (**Tun et al., 2018**), (**Yin et al., 2014**), (**Toma et al., 2013**), (**Bouزيد et al., 2008**) et (**Siddique et al., 2003**). Cette approche, basée sur les données, présente néanmoins des inconvénients, tels que des bases de données volumineuses et un temps de calcul important.

(**Chen et al., 2021**) proposent une autre approche et ont établi cinq paramètres principaux pour détecter le défaut de court-circuit entre spires dans les enroulements du stator d'un générateur asynchrone à double alimentation. Ces derniers sont le courant du stator qui est utilisé pour calculer la valeur RMS (Root-Mean-Square), la différence de phase, les composantes symétriques, la trajectoire du vecteur Park et la distorsion harmonique totale (THD). Dans la méthode du vecteur de Park, les auteurs ont constaté que la longueur du demi-grand axe et du demi-petit axe des ellipses, est

la même en absence de défaut. Alors que dans le cas du court-circuit entre spires, l'excentricité et la longueur du demi-grand axe augmentent tandis que la longueur du demi-petit axe diminue lorsque le niveau du défaut augmente. Cependant, avec les cinq paramètres majeurs que les auteurs ont établis, ils ne peuvent pas déterminer le nombre de spires en court-circuit dans les enroulements.

(**Goh et Kim, 2019**) ont proposé une méthode de diagnostic du défaut de court-circuit entre spires en définissant une relation entre les courts-circuits entre spires et la pulsation de flux magnétique, ainsi qu'une relation entre le court-circuit entre spires et le courant de court-circuit. Dans la méthode proposée par les auteurs, ils réinterprètent l'approche vectorielle de Park en utilisant la transformation Direct-Quadrature (D-Q) et définissent alors un paramètre de distorsion mais leur travaux ne leur permettent pas de quantifier le court-circuit.

(**Foito et al., 2014**) et (**Pires et al., 2009**) présentent l'application d'une méthode de détection des défauts dans l'enroulement des stators sur des moteurs à induction à six phases. La méthode présentée par les auteurs est basée sur l'application de la transformée de Park sur les courants du stator et l'analyse correspondante du modèle obtenu. D'après leur étude, les auteurs ont constaté que, pour un fonctionnement normal, les composantes du courant de Park sont stationnaires. Cependant, dans le cas de défaut, les composantes de Park ne restent pas stationnaires. Dans ce cas, ils obtiennent des cercles qui dépendent de la gravité du défaut. Pour d'identifier les modèles obtenus, ils ont proposé une méthodologie basée sur le calcul du centre de masse et du cercle correspondant à la gravité du défaut. Néanmoins, avec cette technique, les auteurs n'arrivent pas à détecter le nombre de spires en court-circuit.

Dans (**Paz Parra et al., 2013**), les auteurs utilisent deux méthodes de diagnostic en ligne pour analyser le défaut de court-circuit entre spires sur le stator d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Les deux techniques en ligne utilisées par les auteurs sont l'analyse des courants à deux dimensions (i_d et i_q) basée sur l'approche vectorielle de Park et l'analyse spectrale de la puissance électrique basée sur la transformée de Fourier rapide. Dans l'utilisation de l'approche vectorielle de Park, ils analysent la forme géométrique elliptique des courants (i_d et i_q) à partir de l'excentricité de l'ellipse afin de mesurer les changements de forme de l'ellipse générée par le défaut de court circuit. Néanmoins, avec cette technique, les auteurs n'arrivent pas à quantifier le nombre de spires en court-circuit.

L'approche développée dans ce chapitre pour la détection des défauts de court-circuit dans les enroulements de la MADA se veut simple, rapide et performante. Pour cela, une approche non-invasive est proposée en utilisant la transformation vectorielle de Park. Ainsi, les courants sur les trois phases peuvent être représentés sur la base (D-Q) en deux dimensions. La détection du court-circuit et la quantification de sa gravité se fait à partir de l'analyse de cette représentation. Afin de montrer la pertinence de l'approche proposée, une série de résultats de simulation et expérimentaux sera présentée dans ce chapitre.

4.2 Modèle par l'Approche Vectorielle de Park (AVP)

L'AVP est une technique introduite par Antonio João Marques Cardoso en 1991 comme l'indique les travaux de Paz Parra (**Paz Parra *et al.*, 2013**) qui sera ensuite étendue au diagnostic sur de multiples défauts dans la machine asynchrone classique et dans la MADA. Cette technique combine les informations des courants triphasés et des deux courants équivalents obtenus par la transformation de Park (**Paz Parra *et al.*, 2013**). Le modèle vectoriel de Park peut s'écrire à partir des courants dans les différentes phases sous la forme (**Marques Cardoso *et al.*, 1999**), (**Cruz et Cardoso, 2001**) :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{sA} - \frac{1}{\sqrt{6}}I_{sB} - \frac{1}{\sqrt{6}}I_{sC} \\ i_q = \frac{1}{\sqrt{2}}I_{sB} - \frac{1}{\sqrt{2}}I_{sC} \end{cases} \quad (4.1)$$

avec I_{sA} , I_{sB} , I_{sC} représentent les trois courants dans le stator(simulés ou mesurés) [A].

Dans les conditions idéales, les courants triphasés mènent aux courants de Park avec les composantes suivantes (i_d, i_q) (**Benbouzid, 2000**), (**Marques Cardoso *et al.*, 1999**), (**Cruz et Cardoso, 2001**) :

$$\begin{cases} i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} i_{max} \sin(\omega t) \\ i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} i_{max} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (4.2)$$

avec i_{max} représente le courant maximal sur les phases à considérer [A], ω correspond à la pulsation $2f\pi$ où f est la fréquence d'alimentation [Hz] et t correspond au temps [s].

Pour avoir les représentations des courants par l'approche vectorielle de Park dans le repère (i_d, i_q) , les trois courants de l'enroulement statorique de la MADA sont considérés en régime permanent. Dans des conditions anormales, (4.2) n'est plus valable, parce que les courants d'alimentation de la machine contiendront des composantes autres que la composante de séquence positive, conduisant à une représentation différente de celle de la figure (Figure 4.1) (**Cruz et Cardoso, 2001**).

Après avoir discuté des travaux sur l'utilisation de l'approche vectorielle de Park (AVP) dans le diagnostic du défaut de court-circuit entre spires dans une machine asynchrone, les courants à deux dimensions seront présentés en utilisant l'AVP (**Benbouzid *et al.*, 1999**), (**Benbouzid, 2000**), (**Marques Cardoso *et al.*, 1999**) et (**Marques Cardoso et Saraiva, 1992**).

L'AVP à deux dimensions permet d'observer la forme géométrique des courants en quadrature dans différentes configurations : en mode sain et en présence de défaut, qui, dans notre cas, est un court-circuit entre spires au niveau du stator. On étudiera son impact sur la représentation de Park suivant différents taux de court-circuit. Ces techniques ont été utilisées sur plusieurs types de défauts de la machine asynchrone (classique ou à rotor bobiné) comme : les cassures de barre (au niveau du rotor) (**MA Cruz, 2000**), (**Marques Cardoso *et al.*, 1995**), des défauts de l'excentricité de l'entrefer dans la machine (**Marques Cardoso et Saraiva, 1993**), ainsi que des défauts de court-circuit entre spires sur les enroulements du stator (**Marques Cardoso *et al.*, 1999**).

4.3 La forme géométrique des courants dans le cas sain et le cas défectueux

La machine sur laquelle l'étude est faite a l'avantage de pouvoir présenter six niveaux de taux de spires en court-circuit. Les différents signaux en quadrature sont obtenus à partir des deux courants (i_d et i_q) établis par la relation (4.1). Afin de valider les études théoriques et expérimentales, les figures, obtenues à partir du banc expérimental et de la simulation basée sur le modèle de la MADA développé au second chapitre, seront présentées simultanément. Les résultats obtenus permettent alors, d'observer la similitude de l'étude théorique et expérimentale.

Les différents signaux en quadrature, sont obtenus à une fréquence d'échantillonnage de 20kHz (mesure et simulation). Les courants en quadrature en couleur rouge illustrent ceux qui sont mesurés et ceux en couleur bleue correspondent aux estimés.

4.3.1 Cas des courants sans défaut

La forme géométrique des courants en quadrature (c'est-à-dire les courants du stator de la MADA) en cas sain est celle d'un cercle. La figure (Figure 4.1) est obtenue à partir de l'équation (4.1) qui correspond bien à une forme circulaire.

La figure (Figure 4.1) obtenue par l'approche vectorielle de Park ($i_q = f(i_d)$) en régime permanent, permettent, à partir de l'aspect géométrique des courants, de connaître l'état de la machine, à savoir ici, un état sain. L'état sain engendre la forme circulaire de la courbe, centrée à l'origine avec un diamètre correspondant à l'amplitude des courants statoriques en quadrature directe.

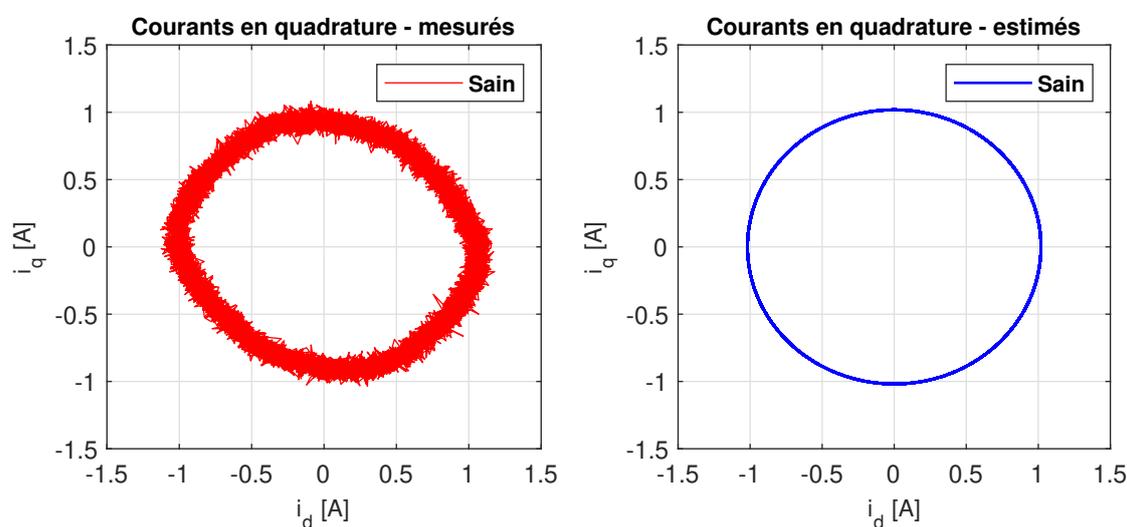


FIGURE 4.1 – Forme géométrique des courants : cas sain

Sur ce même graphique (Figure 4.1), la forme circulaire en couleur rouge illustre les deux courants (i_d et i_q) issus de l'étude expérimentale (mesure des courants de la MADA) et le cercle en couleur bleue, celui obtenu à partir des deux courants (i_d et i_q) issus de l'étude théorique (modélisation de la MADA).

Pour visualiser les impacts du défaut considéré sur la forme géométrique des courants, ci-après, la MADA est soumise à différents niveaux de court-circuit.

4.3.2 Cas de 2,5% de scc (20 spires)

Les représentations (Figure 4.2) des courants en quadrature de la MADA montrent que la machine est soumise à une défaillance, la représentation n'étant plus sous forme circulaire. L'anomalie de la machine est dans un état naissant car des déformations commencent à apparaître sur les courants en quadrature, la forme circulaire comme le montre la figure (Figure 4.1) prend un nouvel aspect géométrique sous forme elliptique.

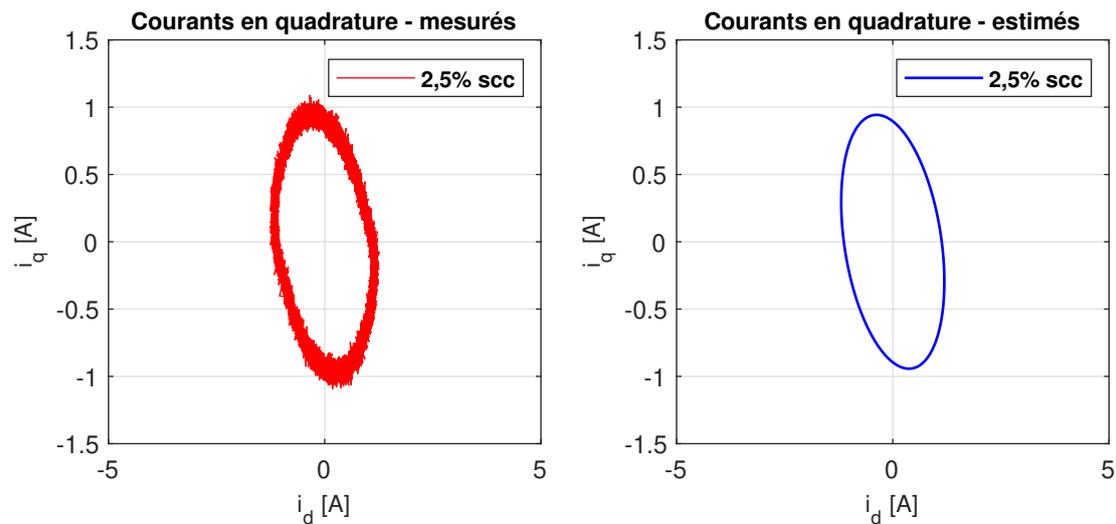


FIGURE 4.2 – Forme géométrique des courants cas de 2,5% de scc

L'amplitude du courant sur l'axe des abscisses (i_d) est sensible au taux de court circuit et devient intéressante à suivre. De plus, on peut remarquer que la représentation des courants en quadrature (ellipse) prend une inclinaison par rapport au cas, où les courants en quadrature correspondent au mode sain.

4.3.3 Cas de 5% de scc (40 spires)

Dans cette configuration, à 5% de spires en court-circuit, la représentation des courants en quadrature de la MADA, illustrée par la figure (Figure 4.3), montre que l'amplitude des courants sur les axes des ordonnées et des abscisses s'amplifie.

La forme des courants en quadrature se rapproche d'une ellipse dans la simulation et dans l'expérience. Cette dernière évolue avec une orientation spécifique en fonction du nombre de spires en court-circuit.

À 2,5% et 5%, au vu des courants en quadrature présentés, en matière de surveillance de la machine en rotation, ce stade de spires en court-circuit peut être détecté rapidement. À 5% de scc, la valeur du rayon du grand axe augmente par rapport à celui des ellipses obtenues pour 2,5% de scc. En revanche, l'orientation des ellipses diminue par rapport au cas de 2,5% de scc.

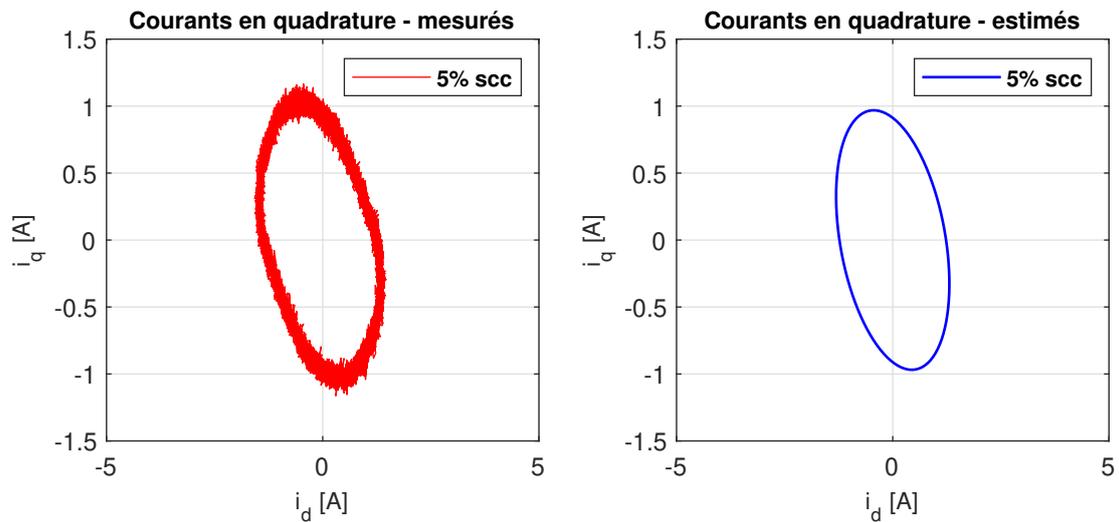


FIGURE 4.3 – **Forme géométrique des courants : cas de 5% de scc**

4.3.4 Cas de 10% de scc (80 spires)

La figure (Figure 4.4) illustre l'aspect géométrique des courants i_d et i_q lorsque la MADA est sujette à 10% de spires en court-circuit. L'évolution du défaut de court-circuit à 10% montre qu'à travers ses formes géométriques, les courants en quadrature évoluent de plus en plus vers une forme elliptique.

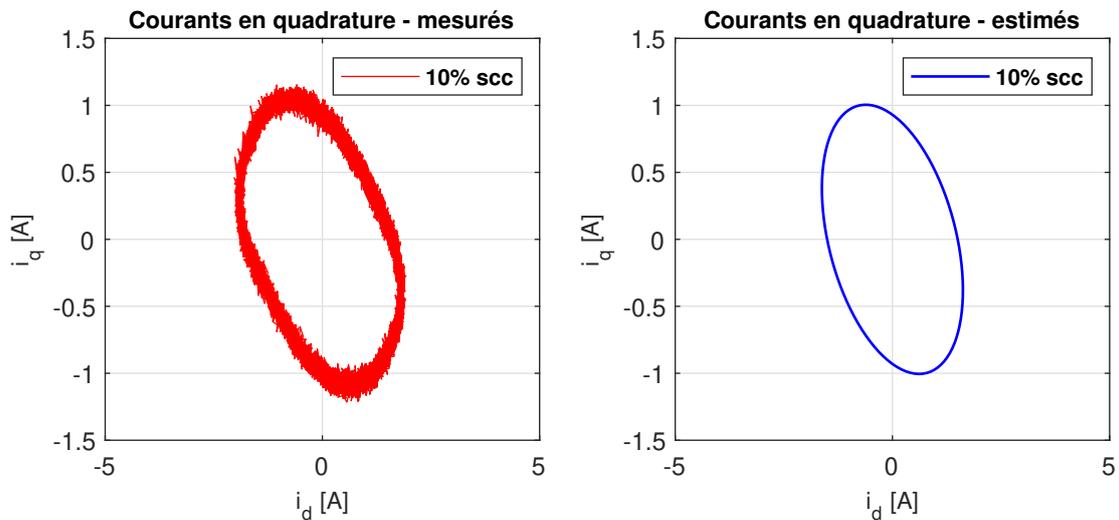


FIGURE 4.4 – **Forme géométrique des courants : cas de 10% de scc**

De plus, on constate que, plus le nombre de spires augmente, plus les ellipses se déforment et s'aplatissent. Ces déformations sont causées par l'évolution des amplitudes des courants en quadrature sur l'axe des abscisses (i_d). Comme dans le cas de 5% de scc, à 10% de scc, les valeurs du rayon du grand axe augmentent par rapport à ceux des ellipses à 2,5% et 5% de scc. En revanche, l'orientation des deux ellipses diminue par rapport au cas de 2,5% et 5% de scc.

4.3.5 Cas de 20% de scc (160 spires)

Dans le cas de 20% de scc, la figure (Figure 4.5) montre que la forme géométrique de deux courants du vecteur de Park est une ellipse. D'après les différentes représentations, plus le nombre de spires en court-circuit augmente, (2,5% à 20%), plus les paramètres de l'ellipse évoluent. En effet, sur la figure (Figure 4.5), la forme des ellipses n'est plus la même que celles des ellipses à 2,5%, 5% et 10%. Les valeurs du rayon du grand axe augmentent fortement par rapport aux ellipses à 2,5%, 5% et 10% de scc. En revanche, l'orientation des deux ellipses diminue par rapport au cas de 2,5%, 5% et 10% de scc.

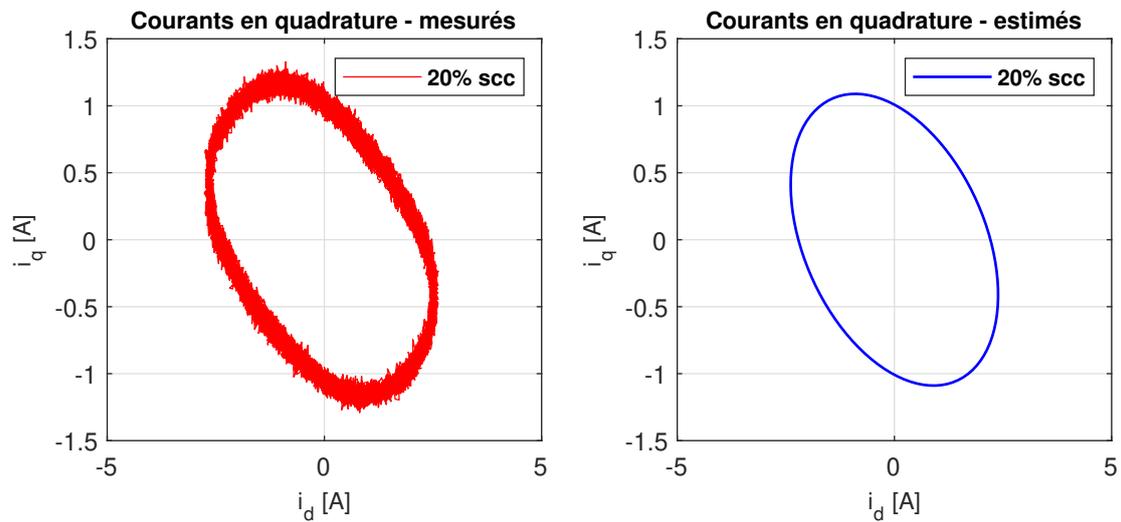


FIGURE 4.5 – Forme géométrique des courants : cas de 20% de scc

4.3.6 Cas de 30% de scc (240 spires)

Sur la figure suivante (Figure 4.6), les formes des courants en quadrature à 30% de spires en court-circuit, sont toujours des ellipses, que ce soit dans le cas mesuré ou le cas estimé. Quand le nombre de spires en court-circuit augmente, la représentation des courants correspond à une ellipse qui s'aplatit (voir Figure 4.6).

Il est également remarquer, que les paramètres des ellipses, évoluent en fonction du taux de scc comme le montrent les figures précédentes (2,5%, 5%, 10% et 20%), et cela, tout particulièrement, pour les valeurs du rayon du grand axe et de l'orientation de l'ellipse.

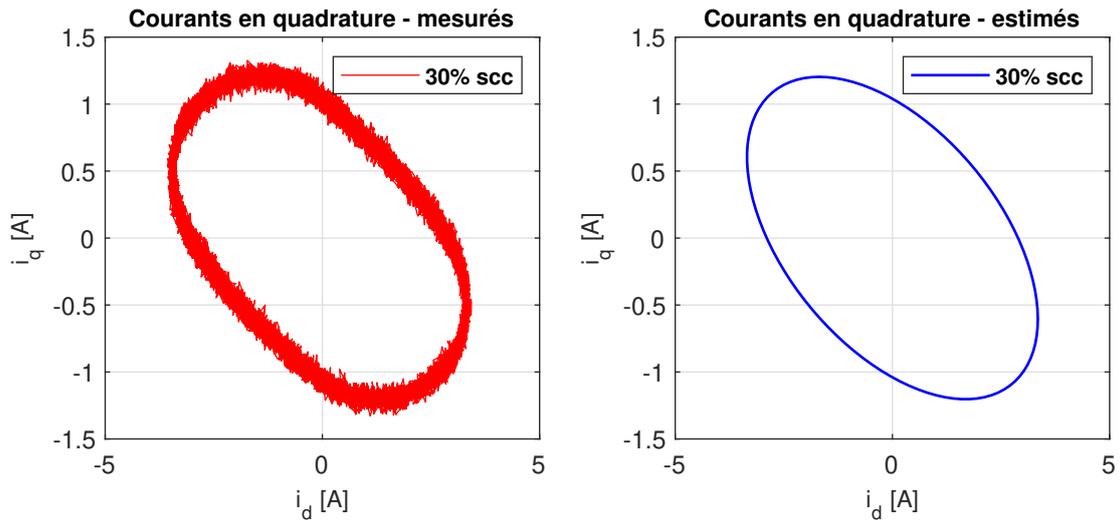


FIGURE 4.6 – Forme géométrique des courants cas de 30% de scc

4.3.7 Cas de 40% de scc (320 spires)

Cette valeur, de 40% de scc, est la dernière configuration du défaut de court-circuit envisagée dans notre étude. Les figures (Figure 4.7) montrent une forme elliptique des deux courants quadratiques dans le cas mesuré et estimé.

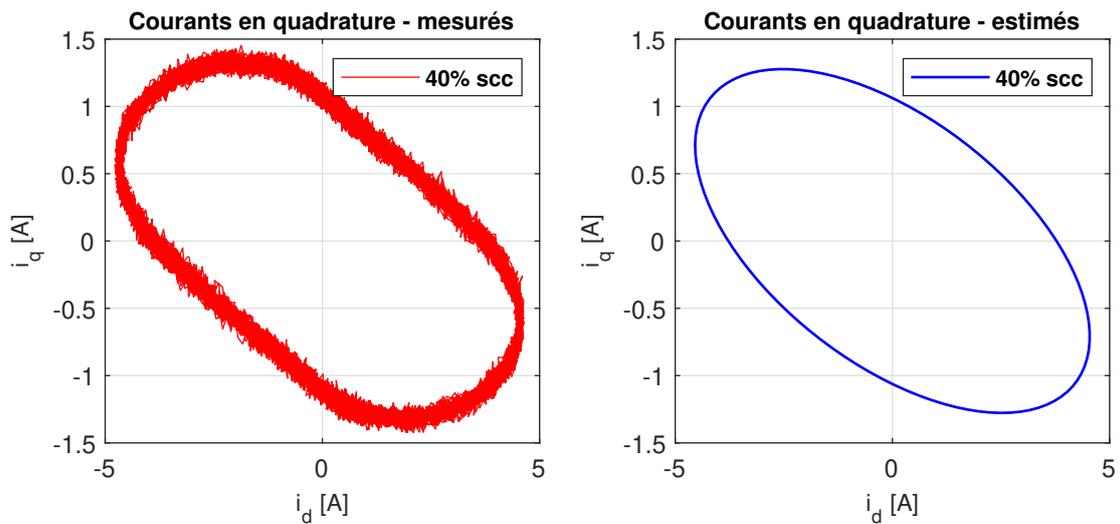


FIGURE 4.7 – Forme géométrique des courants : cas de 40% de scc

Par rapport aux autres figures précédentes, les formes géométriques des courants dans la figure (Figure 4.7) correspondent à une ellipse très déformée. En effet, l'amplitude des deux courants augmentent, ce qui se traduit par un important accroissement du rayon du grand axe de l'ellipse de la figure (Figure 4.7). L'orientation de l'ellipse, quand à elle, diminue encore.

Jusque-là, les formes des courants quadratiques sont présentées suivant différents niveaux de spires en court-circuit. Dans ces différentes représentations, en matière de diagnostic, les différents courants en quadrature renseignent si le système est soumis à une anomalie comme le court-circuit entre spires. En effet, l'amplitude du courant suivant l'axe des abscisses (i_d) varie suivant le taux de spires en court-circuit, de même

que le courant correspondant à l'axe des ordonnées (i_q). Ceci est dû au fait que le défaut se répercute sur l'axe (i_d) (voir la relation 4.1) et sur l'axe (i_q). Il s'agit maintenant d'essayer de quantifier l'évolution du court-circuit en fonction des différents paramètres des ellipses.

Dans le paragraphe suivant, l'ambition est de déduire le taux de spires en court-circuit en se basant sur l'évolution de la forme géométrique des ellipses. Cela doit conduire d'une part à détecter et d'autre part à quantifier le court circuit.

4.4 Introduction à la définition des paramètres de l'ellipse

Dans cette partie, notre objectif est d'étudier les différentes ellipses obtenues dans le cas de la MADA soumise en défaut de court-circuit entre spires et de les exploiter afin de trouver des méthodes non-invasives de détection du défaut de court-circuit. Au vu des différentes figures (voir Figure 4.1 - Figure 4.7), on peut remarquer que, à chaque fois qu'il y a des variations du nombre de spires en court-circuit sur l'enroulement statorique de la machine, il y a des changements au niveau de la représentation des ellipses. Une ellipse est caractérisée par les trois grandeurs suivantes : le rayon du grand axe (I_{Ga}), le rayon du petit axe (I_{Pa}) et l'orientation (ϕ). On peut également définir sa surface (S) et son périmètre (P). Le court circuit va donc impacter ces différentes grandeurs, I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ qui sont illustrés sur la figure (Figure 4.8).

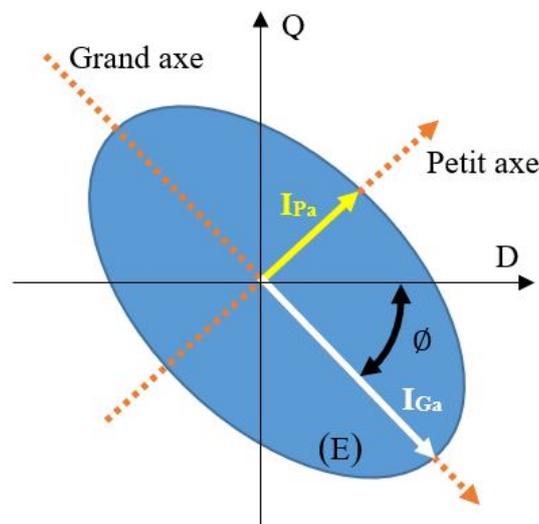


FIGURE 4.8 – Illustration des paramètres de l'ellipse issue de la transformation de Park qui caractérisent l'évolution du défaut

Sur le plan théorique et en fonctionnement sain, la représentation des grandeurs électriques de la machine et plus particulièrement, les courants issus de la transformée de Park dans le repère (D-Q) donne un cercle noté (**E**). Dans le cas réel, l'imperfection des machines fait qu'il est impossible d'avoir un cercle parfait. Par contre, dès l'apparition d'un défaut, l'espace (**E**) se déforme et le cercle dans le cas sain, devient une ellipse. Cette ellipse (**E**) est quantifiée par ses paramètres I_{Ga} pour le grand axe et I_{Pa} pour le petit axe qui découlent des courants en quadrature sous l'effet du défaut. A noter

que pour le fonctionnement sain :

$$I_{Ga} = I_{Pa} = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (4.3)$$

I représente la valeur efficace nominale du courant dans le cas sain.

En présence de défaut, les deux axes effectuent une rotation ; ainsi le grand axe n'est plus aligné avec l'axe \mathbf{D} de même pour le petit axe, qui, lui n'est plus confondu avec l'axe \mathbf{Q} . Cette rotation est caractérisée par l'angle ϕ .

En considérant les courants de phase symétriques et équilibrés dans le cas sain, ces grandeurs sont liées par les équations :

$$\begin{cases} I_{sA} = \sqrt{2}I \cos(\theta) \\ I_{sB} = \sqrt{2}I \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{sC} = \sqrt{2}I \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.4)$$

avec I_{sA} , I_{sB} et I_{sC} , les courants sur les phases du stator, et $\theta = \omega t$ représente la pulsation.

La transformation de Park de cette équation donne :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{3}{2}}I \cos(\theta) \\ i_q = \sqrt{\frac{3}{2}}I \sin(\theta) \end{cases} \quad (4.5)$$

avec i_d et i_q , qui sont respectivement les projections des courants des phases du stator sur l'axe direct (D) et l'axe en quadrature (Q).

En présence de défaut, les modules de ces relations en mode défaillant deviennent :

$$\begin{cases} |i_{dd}| = I_{Ga} \cos(\theta) \\ |i_{qd}| = I_{Pa} \sin(\theta) \end{cases} \quad (4.6)$$

avec i_{dd} et i_{qd} qui sont respectivement les projections des courants sur la base (D-Q) en mode défaillant. Comme l'espace représentant ces courants (\mathbf{E}) subit une rotation d'angle ϕ , les nouveaux courants dans le repère de Park deviennent :

$$[i_{dq}] = [R(\phi)][I_{GPa}] \quad (4.7)$$

avec :

$$[i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_{dd} \\ i_{qd} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$[I_{GPa}] = \begin{bmatrix} I_{Ga} \cos(\theta) \\ I_{Pa} \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$[R(\phi)] = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$[i_{dq}]$ est le vecteur des courants quadratiques (base D-Q) en présence du défaut, $[I_{GPa}]$ est le vecteur des modules des courants quadratiques en présence du défaut et $[R(\phi)]$

est la matrice de rotation.

Finalement, les courants sur la base (D-Q) en présence du défaut s'expriment par l'équation :

$$\begin{cases} i_{dd} = I_{G_a} \cos(\theta) \cos(\phi) - I_{P_a} \sin(\theta) \sin(\phi) \\ i_{qd} = I_{G_a} \cos(\theta) \sin(\phi) + I_{P_a} \sin(\theta) \cos(\phi) \end{cases} \quad (4.11)$$

L'approche développée dans ce chapitre consiste à faire évoluer le taux de défaut de court-circuit et d'établir ensuite des relations qui régissent le comportement de I_{G_a} , I_{P_a} et ϕ . Ces paramètres peuvent s'exprimer sous forme d'équations analytiques dont les coefficients seront déterminés par la méthode des moindres carrés. Ainsi, la section qui suit, s'intéresse aux représentations graphiques de ces trois grandeurs issues de la simulation et des mesures expérimentales des courants i_d et i_q . À partir de ces graphiques, la structure des équations de ces trois grandeurs est construite, qui permet l'observation du défaut et sa quantification. Dans ce cadre, la représentation graphique de ces trois grandeurs sera illustrée selon deux échelles de fréquences d'échantillonnages différentes qui sont : 20kHz et 1kHz. L'objectif est de montrer que, même à faible fréquence d'échantillonnage (comme celle de 1kHz), l'approche au travers des trois grandeurs (I_{G_a} , I_{P_a} et ϕ) permet de détecter le défaut de court-circuit entre spires dans un enroulement du stator d'une machine tournante et de le quantifier. Notons que, suivant la grandeur prise en compte, la détection se fera avec plus ou moins de précision.

Afin de présenter les approches en détail, les graphiques suivants montrent les évolutions de ces trois grandeurs en fonction du taux de court-circuit pour une fréquence d'échantillonnage de 20kHz.

4.5 Détermination des taux de spires en court-circuit à partir des ellipses

Le banc expérimental permet de travailler avec six niveaux de spires en court-circuit. Dans la présentation ci-après, les résultats théoriques et les résultats expérimentaux des approches sont confrontés.

4.5.1 Présentation de l'approche à la fréquence d'échantillonnage de 20kHz (Bilal *et al.*, 2021)

Tout d'abord, les six ellipses obtenues précédemment sont utilisées afin d'obtenir les trois grandeurs déterminant ces ellipses issues des courants en quadrature i_d et i_q . Ci-dessous, les figures (Figure 4.9, Figure 4.10 et Figure 4.11) illustrent les trois grandeurs obtenues issues des ellipses présentées précédemment (Figure 4.1 - Figure 4.7).

Cependant, avant de présenter les variations des trois paramètres de l'ellipse, le tableau (Tableau 4.1) répertorie les valeurs des trois grandeurs I_{G_a} , I_{P_a} et ϕ en fonction des taux de spires en court-circuit. Ces dernières sont obtenues à partir des ellipses précédentes (Figure 4.2 à Figure 4.7). La couleur bleue indique les valeurs caractérisant les ellipses issues de la mesure et la couleur jaune indique les valeurs de celles issues de la simulation.

TABLEAU 4.1 – Valeurs des paramètres I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ

n_{scc}	$I_{Ga}(n_{scc})$	$I_{Pa}(n_{scc})$	$\phi(n_{scc})$	$I_{Ga}(n_{scc})$	$I_{Pa}(n_{scc})$	$\phi(n_{scc})$
2,5%	1,19	0,86	0,49 [rd]	1,2	0,84	0,46 [rd]
5%	1,46	0,88	0,44 [rd]	1,38	0,86	0,42 [rd]
10%	1,90	0,91	0,32 [rd]	1,68	0,89	0,32 [rd]
20%	2,67	1,01	0,23 [rd]	2,43	0,99	0,20 [rd]
30%	3,42	1,02	0,19 [rd]	3,43	1,00	0,19 [rd]
40%	4,64	1,07	0,18 [rd]	4,60	1,05	0,16 [rd]

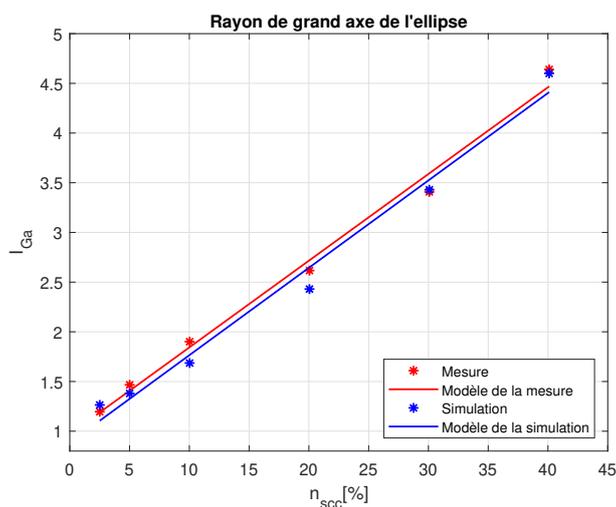


FIGURE 4.9 – Mesure et Simulation de I_{Ga}

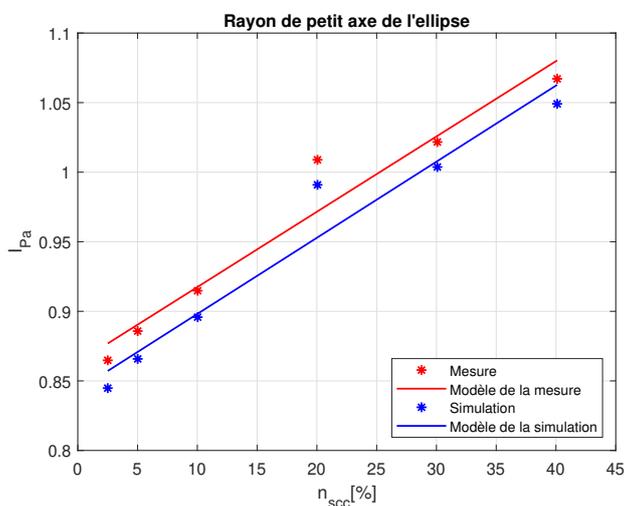


FIGURE 4.10 – Mesure et Simulation de I_{Pa}

Sur les figures (Figure 4.9, Figure 4.10 et Figure 4.11) les points rouges représentent I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ qui sont déduits des ellipses obtenues à partir de la mesure des trois courants des enroulements statoriques de la MADA et les points bleus représentent les I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ qui sont déduits des ellipses obtenues à partir de la modélisation de la MADA. Ensuite, la courbe rouge correspond au modèle obtenu à partir des mesures et la courbe bleue correspond au modèle obtenu à partir de la modélisation de la MADA. De ce fait, les figures (Figure 4.9, Figure 4.10 et Figure 4.11) décrivent la variation des

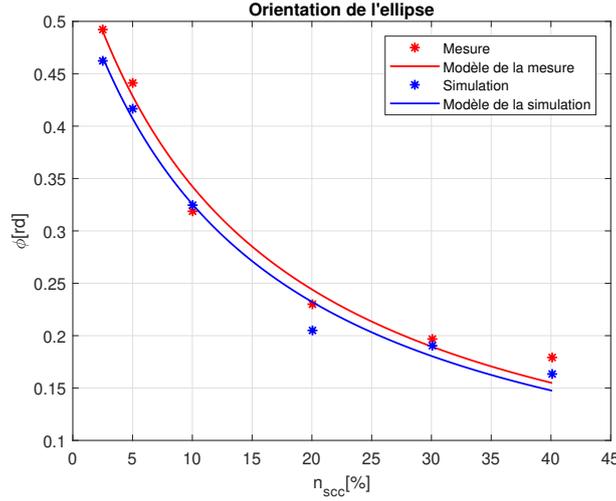


FIGURE 4.11 – Mesure et Simulation de ϕ

trois paramètres de l'ellipse en fonction du taux de spires en court-circuit ($n_{scc}(\%)$).

4.5.2 Expressions des paramètres des ellipses à la fréquence d'échantillonnage de 20kHz (Bilal *et al.*, 2021)

À partir des courbes des figures (Figure 4.9, Figure 4.10 et Figure 4.11), il est possible de trouver des modèles simples permettant de modéliser les grandeurs I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ des ellipses en fonction du taux de court-circuit n_{scc} . En effet, les grandeurs I_{Ga} et I_{Pa} des ellipses sont des fonctions linéaires de n_{scc} et la grandeur ϕ est une fonction rationnelle de n_{scc} . Les différentes fonctions peuvent donc s'exprimer sous la forme :

- Expression du grand axe de l'ellipse $I_{Ga}(n_{scc})$

$$I_{Ga}(n_{scc}) = C_1 n_{scc} + C_2 \quad (4.12)$$

- Expression du petit axe de l'ellipse $I_{Pa}(n_{scc})$

$$I_{Pa}(n_{scc}) = C_3 n_{scc} + C_4 \quad (4.13)$$

- Expression de l'orientation de l'ellipse $\phi(n_{scc})$

$$\phi(n_{shc}) = \frac{C_5}{(n_{scc} + C_6)} \quad (4.14)$$

C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 et C_6 sont les constantes des trois équations (4.12), (4.13) et (4.14) qu'il s'agit de déterminer. Cette identification se fera par l'intermédiaire de la méthode des moindres carrés. Dans le tableau (Tableau 4.2), les différentes valeurs des six constantes issues de la modélisation pour les valeurs mesurées et simulées sont présentées.

TABLEAU 4.2 – Valeurs des six constantes $C_{1,\dots,6}$ identifiées par la méthode des moindres carrés

Constantes	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6
Mesures	8,72	0,97	0,54	0,86	8,50	14,83
Simulation	8,79	0,88	0,55	0,84	8,11	14,91

Comme le montre les figures (Figure 4.9, Figure 4.10 et Figure 4.11), l'identification des paramètres permet d'obtenir le taux de court-circuit en fonction de $I_{Ga}(n_{scc})$, $I_{Pa}(n_{scc})$ et $\phi(n_{scc})$. Il est à noter que la grandeur qui correspond au grand axe de l'ellipse, $I_{Pa}(n_{scc})$, donne la meilleure précision du taux de court-circuit comme le montre la figure (Figure 4.9). Néanmoins, les deux autres grandeurs peuvent permettre de confirmer la présence du court circuit. Donc, il y a trois grandeurs "indépendantes" à partir desquelles l'étude peut être menée.

Après avoir présenté les résultats obtenus pour une fréquence d'échantillonnage de 20kHz, l'étude ci-après se focalise pour une fréquence d'échantillonnage beaucoup moins importante de 1kHz.

4.5.3 Présentation de la méthode précédente pour 1kHz (Bilal *et al.*, 2020)

Dans cette partie, l'intérêt est de montrer qu'à une faible fréquence d'échantillonnage, ici de 1kHz, l'approche présentée dans le paragraphe précédent permet la détection et la quantification d'un défaut de court-circuit entre spires dans l'enroulement du stator. Dans le cas de 1kHz, les résultats sont présentés pour quatre taux différents de spires en court-circuit : 5%, 10%, 20% et 30%. Les figures (Figure 4.12 à Figure 4.15) sont les ellipses issues des courants lorsque la MADA est soumise à un défaut de court-circuit entre spires avec la fréquence d'échantillonnage de 1kHz.

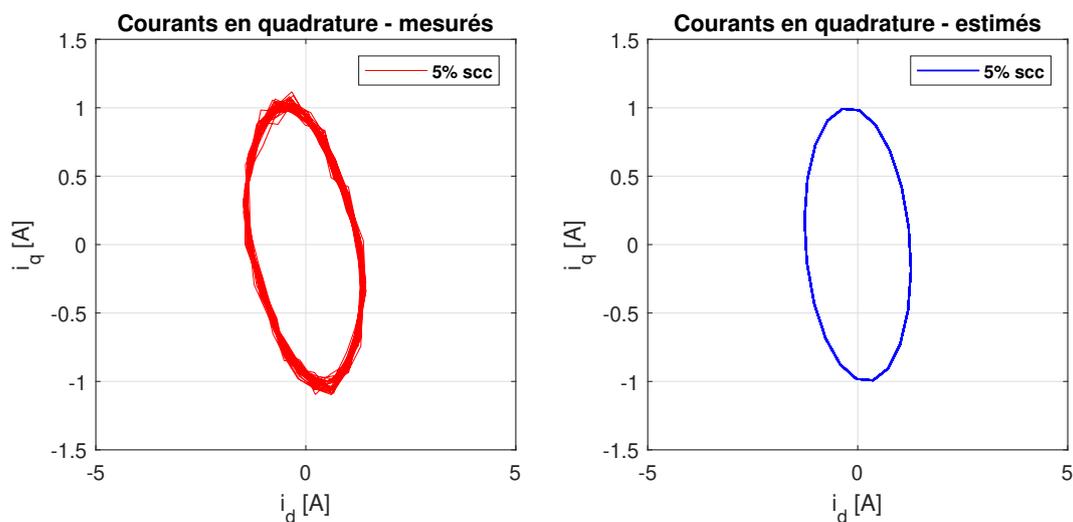


FIGURE 4.12 – **Forme géométrique des courants : cas de 5% de scc**

Les différentes figures ci-dessus, même à une faible fréquence d'échantillonnage, montrent, comme dans le cas précédent (20kHz), qu'elles permettent de détecter le défaut de court-circuit entre spires. Avec une fréquence d'échantillonnage de 1kHz les figures (Figure 4.12 à Figure 4.15), sont moins "lisses" que dans le cas précédent. Néanmoins, la tendance concernant la déformation des ellipses montre des similarités avec les ellipses obtenues à 20kHz. Les différentes valeurs des paramètres I_{Ga} , I_{Pa} et ϕ obtenues seront présentées à partir des ellipses ci-dessus (mesure et simulation). Les différentes valeurs correspondantes sont précisées dans les tableaux (Tableau 4.3 à Tableau 4.5).

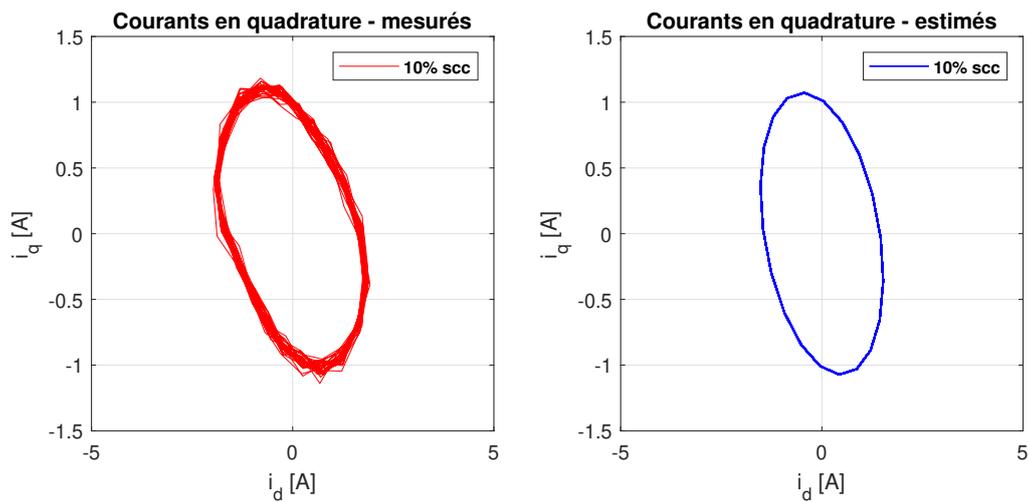


FIGURE 4.13 – Forme géométrique des courants : cas de 10% de scc

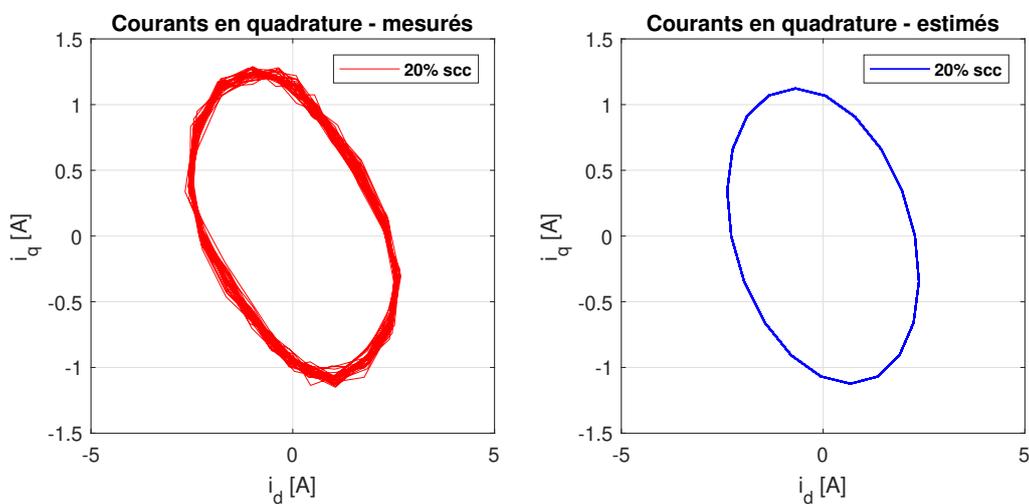


FIGURE 4.14 – Forme géométrique des courants : cas de 20% de scc

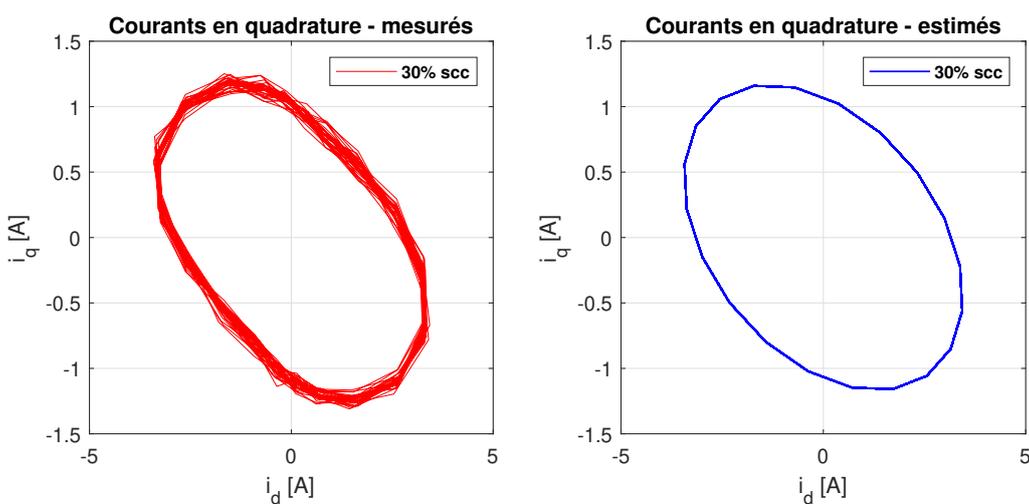


FIGURE 4.15 – Forme géométrique des courants : cas de 30% de scc

Le tableau (Tableau 4.3) présente des valeurs de I_{Ga} et l'expression du grand axe de l'ellipse en fonction de n_{scc} . Le tableau (Tableau 4.4), se focalise sur les valeurs et

l'expression du petit axe de l'ellipse (I_{Pa}) en fonction de n_{scc} et le tableau (Tableau 4.5), récapitule les valeurs et l'expression de l'orientation de l'ellipse (ϕ) en fonction de n_{scc} . Ensuite, la figure (Figure 4.16) représente la modélisation sous forme de droite affine des évolutions de I_{Ga} en fonction de n_{scc} , dans les deux cas : à partir des points de mesure (en rouge) et des points obtenus par la simulation (en bleu) de la MADA.

TABLEAU 4.3 – Valeurs elliptiques de I_{Ga} : meure et modélisation

n_{scc}	$I_{Ga}(n_{scc})$ de la mesure	$I_{Ga}(n_{scc})$ de la modélisation
5%	1,47	1,27
10%	1,86	1,65
20%	2,64	2,42
30%	3,42	3,18

Avec ces différentes valeurs détaillées dans le tableau (Tableau 4.3), le grand axe de l'ellipse à 1kHz, comme dans le cas à 20kHz, est une fonction affine que l'on peut écrire sous la forme :

$$I_{Ga}(n_{scc}) = C'_1 n_{scc} + C'_2 \quad (4.15)$$

avec C'_1 et C'_2 sont des constantes à déterminer dans les deux cas suivants : à partir des points de mesure et à partir des points issus de la simulation de la MADA.

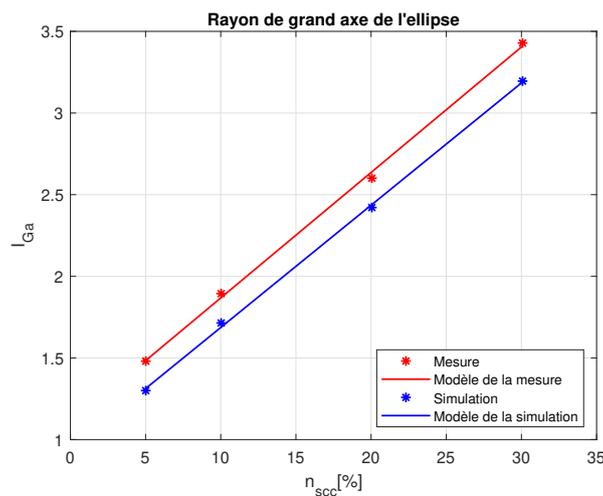


FIGURE 4.16 – Mesure et Simulation de I_{Ga}

D'après l'observation des résultats présentés, les valeurs mesurées permettent d'estimer les paramètres de la fonction affine avec une bonne précision. La même remarque peut être faite lorsque les valeurs issues de la modélisation sont utilisées. La connaissance de la valeur du grand axe, permet d'une part de détecter qu'il y a un défaut de court-circuit et d'autre part l'ampleur de ce court-circuit.

Après avoir présenté les valeurs du grand axe I_{Ga} des ellipses en fonction du taux de court-circuit n_{scc} et déterminé la fonction affine associée, l'étude pour le petit axe I_{Pa} sera présentée ci-après.

Ci-dessous, le Tableau 4.4 indique les valeurs du petit axe I_{Pa} en fonction n_{scc} . La figure (Figure 4.17) illustre l'évolution du rayon du petit axe I_{Pa} en fonction de n_{scc} et les modèles affines obtenus pour les valeurs provenant d'une part de la mesure et

TABLEAU 4.4 – Valeurs elliptiques de I_{Pa} : mesure et modélisation

n_{scc}	$I_{Pa}(n_{scc})$ de la mesure	$I_{Pa}(n_{scc})$ de la modélisation
5%	0,86	0,90
10%	0,89	0,92
20%	0,95	0,98
30%	1,02	1,03

d'autre part de la simulation. La fonction affine, dans le cas du petit axe, s'exprime comme suit :

$$I_{Pa}(n_{scc}) = C'_3 n_{scc} + C'_4 \quad (4.16)$$

avec C'_3 et C'_4 sont des constantes à définir pour les deux cas, correspondant aux mesures et aux simulations.

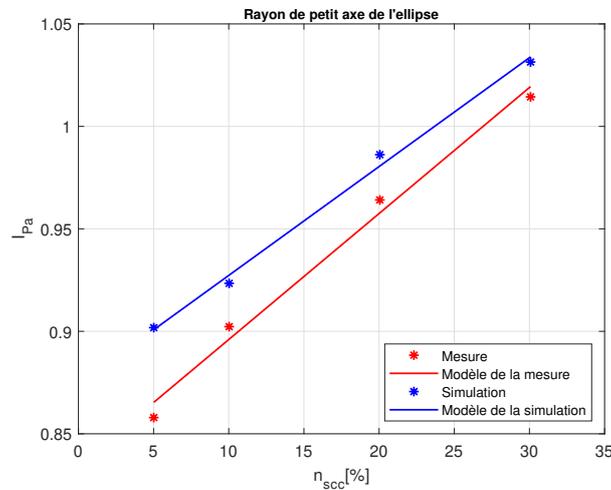


FIGURE 4.17 – Mesure et Simulation de I_{Pa}

Après avoir présenté les valeurs elliptiques du petit axe, le paramètre correspondant à l'orientation des ellipses ϕ est étudié. Le tableau (Tableau 4.5) récapitule des valeurs de l'orientation de l'ellipse ϕ en fonction du taux de court-circuit n_{scc} .

Comme, avec les deux tableaux précédents (Tableau 4.3 et Tableau 4.4), le tableau (Tableau 4.5) permet à partir de la figure (Figure 4.18) de représenter l'évolution de l'orientation de l'ellipse en fonction de n_{scc} et leur modèles issus des valeurs mesurées et estimées.

TABLEAU 4.5 – Valeurs elliptiques de ϕ : mesure et modélisation

n_{scc}	$\phi(n_{scc})$ de la mesure (rad)	$\phi(n_{scc})$ de la mesure (rad)
5%	0,44	0,46
10%	0,34	0,36
20%	0,24	0,25
30%	0,19	0,19

La fonction donnant l'orientation de l'ellipse (Figure 4.18), peut être assimilée à une

fonction rationnelle, définie comme suit :

$$\phi(n_{scc}) = \frac{C'_5}{(n_{scc} + C'_6)} \quad (4.17)$$

où C'_5 et C'_6 sont les constantes donnant l'orientation de l'ellipse pour les deux cas concernant les valeurs issues de la mesure et de la simulation. Contrairement aux deux cas précédents (étude du grand axe et du petit axe), au vu des courbes (Figure 4.18), les résultats issus de ce paramètre, seront moins précis pour les faibles taux de court-circuit.

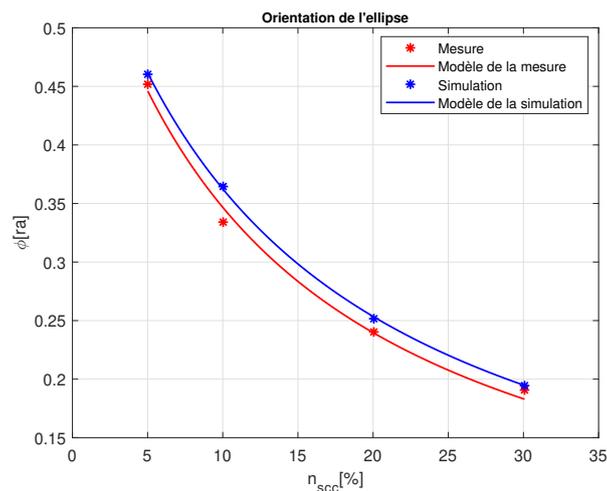


FIGURE 4.18 – Mesure et Simulation de ϕ

TABLEAU 4.6 – Valeurs des six constantes $C'_{1,\dots,6}$ issues de l'optimisation par les moindres carrés

Constantes	C'_1	C'_2	C'_3	C'_4	C'_5	C'_6
Mesures	7,79	1,08	0,61	0,84	0,08	0,14
Simulation	7,60	0,89	0,51	0,88	0,08	0,13

Le tableau (Tableau 4.6) présente les valeurs des différentes constantes obtenues pour les trois équations ci-dessus (4.15, 4.16 et 4.17). Les six constantes des équations (4.15, 4.16 et 4.17) étant définies, ces équations permettent d'une part la détection et d'autre part la quantification du taux de court-circuit, dans le cas où la fréquence d'échantillonnage est de 1kHz. Les résultats obtenus, montrent que, échantillonner à une fréquence bien inférieure, ne dégrade pas la détection et la quantification du taux de court-circuit et permet ainsi de travailler avec des cartes d'acquisition moins performantes et optimise les temps de calculs.

Dans la suite de ce paragraphe, une méthode connexe sera présentée aux développements précédents, qui utilise la surface de l'ellipse.

4.6 Présentation du calcul de la surface des ellipses

$$S(n_{scc})$$

La figure (Figure 4.19) présente la surface de l'ellipse et son calcul à travers de l'équation (4.18). Cette surface évolue lorsque le nombre de spires en court-circuit augmente comme le montre les différentes figures (Figure 4.2, Figure 4.3, Figure 4.4 et ...). Il s'agit maintenant de trouver la relation liant l'évolution de la surface de l'ellipse en fonction du taux de court-circuit n_{scc} . Tout d'abord la surface se calcule par l'équation (4.18) suivante :

$$S = \pi \times I_{Ga} \times I_{Pa} \quad (4.18)$$

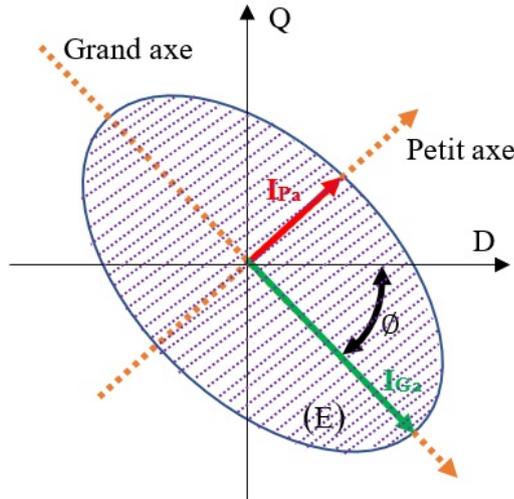


FIGURE 4.19 – Surface d'une ellipse

La figure (Figure 4.20) représente l'évolution de la surface de l'ellipse en fonction du taux de spires en court-circuit et le tableau (Tableau 4.7) récapitule l'ensemble des données issues des valeurs mesurées et estimées.

Les six lignes du tableau (Tableau 4.7) concernent : le cas sain, puis un taux de court-circuit de 2,5%, 5%, 10%, 30% et 40%. La surface de l'ellipse est un paramètre efficace pour la détection des défauts de court-circuit entre spires et il est possible de la modéliser avec une fonction affine d'équation (4.19). La figure (Figure 4.15) illustre l'évolution de la surface de l'ellipse en fonction du taux de spires en court-circuit ainsi que les modèles associés issus des données mesurées et estimées.

TABLEAU 4.7 – Valeurs elliptiques de $S(n_{scc})$

n_{scc}	$S(n_{scc})$ issue de la mesure	$S(n_{scc})$ issue de la simulation
0%	2,85	2,34
2,5%	3,25	3,35
5%	4,08	3,75
10%	5,46	4,74
20%	8,46	7,56
30%	10,94	10,81
40%	15,55	15,16

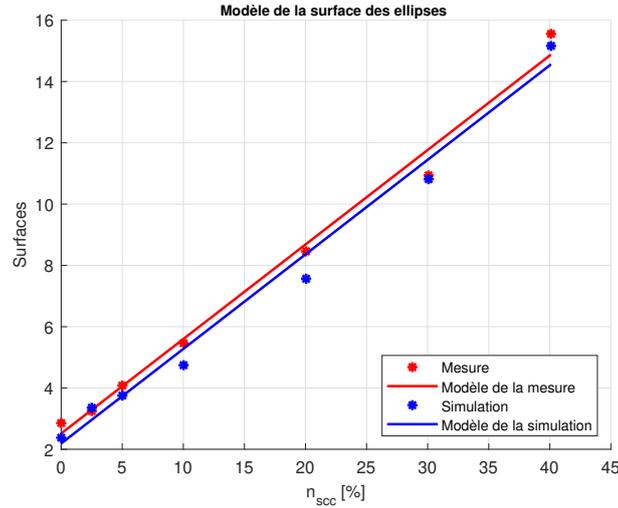


FIGURE 4.20 – **Mesure et simulation** : $S(n_{scc})$

La surface de l'ellipse s'exprime comme suit :

$$S(n_{scc}) = C_1'' n_{scc} + C_2'' \quad (4.19)$$

où C_1'' et C_2'' sont des constantes obtenues par la méthode des moindres carrés. Le tableau (Tableau 4.8) présente les valeurs de ces deux constantes C_1'' et C_2'' .

TABLEAU 4.8 – Valeurs des deux constantes $C_{1,2}''$

Constantes	C_1''	C_2''
Mesures	0,31	2,49
Simulation	0,3	2,12

L'utilisation de la surface de l'ellipse comme grandeur pour la détection et la quantification du défaut de court-circuit entre spires et tout à fait pertinente.

4.7 Présentation du calcul du périmètre des ellipses

$$P(n_{scc})$$

Jusqu'à présent, les approches elliptiques basées sur le calcul du grand axe, du petit axe, l'orientation et la surface des ellipses sont présentées pour la détection du défaut de n_{scc} et sa quantification. En analysant les différentes figures des ellipses en présence du défaut de court-circuit, on constate que plus le taux de spires en court-circuit augmente, plus la circonférence des ellipses évolue. Ce constat montre qu'une approche basée sur l'exploitation du périmètre des ellipses pour la détection de défaut de court-circuit et sa quantification est tout à fait envisageable.

D'une manière générale, le calcul de la circonférence ou du périmètre d'une ellipse n'est pas unique, et il y a un certain nombre de formules qui donnent que des approximations plus ou moins précises de la valeur exacte. Le but ici, n'est pas d'étudier ces différentes formules pour calculer le périmètre d'une ellipse, mais de montrer que les évolutions du court-circuit peuvent être détectées et quantifiées à travers le calcul du périmètre

des ellipses. Dans la suite, le périmètre sera calculé à partir de la deuxième formule de Ramanujan (**Almkvist et Berndt, 1988**). Cette formule de Ramanujan en 1914, est connue comme étant la plus précise et est utilisée et conseillée par les auteurs (**Råde et Westergren, 1995**). Avant de présenter les résultats avec la fréquence d'échantillonnage à 20kHz, la formule approximative utilisée s'écrit :

$$P_{R2} \approx \pi(I_{Ga} + I_{Pa}) \left(1 + \frac{3h^2}{10 + \sqrt{4 - 3h^2}} \right) \quad (4.20)$$

avec P_{R2} , le périmètre de l'ellipse et h donné par l'équation :

$$h = \frac{(I_{Ga} - I_{Pa})}{(I_{Ga} + I_{Pa})} \quad (4.21)$$

Les valeurs de I_{Ga} et I_{Pa} des ellipses sont obtenues à partir de l'équation (4.11). Ci-dessous le tableau (Tableau 4.9) récapitule les valeurs des périmètres des différentes ellipses issues des figures (Figure 4.1, Figure 4.2, Figure 4.3, Figure 4.5 Figure 4.6 et Figure 4.7).

TABLEAU 4.9 – Périmètres des ellipses P_{R2}

n_{scc}	$P_{R2}(n_{scc})$ issu de la mesure	$P_{R2}(n_{scc})$ issu de la simulation
0%	6,01	6,39
2,5%	6,51	6,69
5%	7,50	7,12
10%	9,12	8,30
20%	12,15	11,23
30%	14,94	14,99
40%	19,73	19,55

Avec, ces différentes valeurs, comme le montre la figure (Figure 4.21), le périmètre P_{R2} des ellipses évolue suivant une fonction affine du taux de court-circuit.

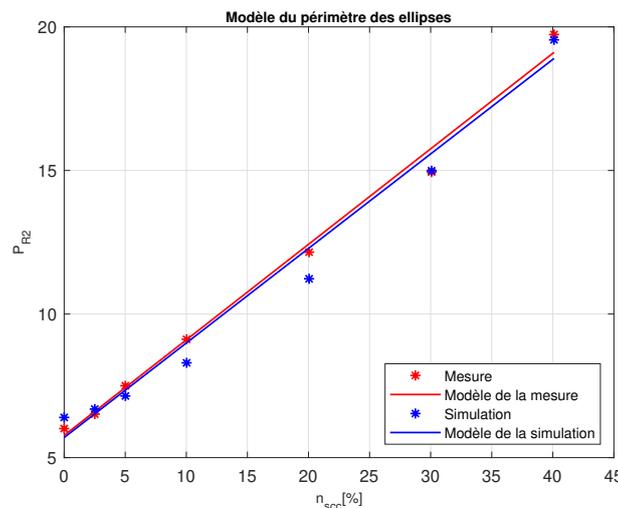


FIGURE 4.21 – Mesure et simulation : $P(n_{scc})$

La fonction affine peut s'exprimer par :

$$P(n_{scc}) = C_3'' n_{scc} + C_4'' \quad (4.22)$$

où C_3'' et C_4'' sont des constantes calculées à partir de la méthode des moindres carrés. Le tableau (Tableau 4.10) récapitule les valeurs de ces deux constantes C_3'' et C_4'' issues des données mesurées et estimées.

TABLEAU 4.10 – Valeurs des deux constantes $C_{3,4}''$

constantes	C_3''	C_4''
Mesures	0,33	5,75
Simulation	0,32	5,60

Les deux constantes étant déterminées, l'utilisation de l'équation (4.22) permet la détection et la quantification du taux de spires en court-circuit. Dans la suite, les différentes approches présentées dans ce travail seront comparées, et tout particulièrement leur précision pour le calcul du taux de court-circuit.

4.8 Utilisation des différentes approches elliptiques dans la détection et la quantification du défaut de court-circuit

Précédemment, la forme géométrique des courants (ou ellipses) a été exploitée afin de mettre en place des techniques pour la détection du défaut de court-circuit et la quantification de celui-ci (ou du nombre de spires en court-circuit). Il s'agit maintenant d'étudier plus finement la précision de ces différentes approches. Pour chacune de celles-ci, les résultats de la détection puis de la quantification du nombre de spires en court-circuit ainsi que le calcul de la précision associée sont présentés sous forme de tableaux.

4.8.1 Détection du défaut exploitant la forme elliptique des courants

Le calcul de la précision des trois approches elliptiques décrites précédemment, issues de la mesure et de l'étude théorique, dans le cas d'une fréquence d'échantillonnage à 20kHz, est présenté avec 20% de scc (voir Figure 4.5).

Dans les tableaux (Tableau 4.11 et Tableau 4.12), les grandeurs exploitées pour la détection sont :

- le rayon du grand axe de l'ellipse, projeté sur la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.9) afin d'avoir le taux de scc qui y correspond. Ensuite, on déduira le rayon du grand axe de l'ellipse, à partir de la droite en couleur rouge dans la figure (Figure 4.9) qui correspond à une valeur de 20% de scc,
- le rayon du petit axe de l'ellipse, projeté sur la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.10) pour avoir le taux de scc qui y correspond. Ensuite, le rayon du petit axe de l'ellipse est déduit à partir de la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.10) correspondant à 20% de scc,

- l'orientation de l'ellipse projetée sur la courbe en couleur rouge de la figure (Figure 4.11) pour avoir le taux de scc qui y correspond. Ensuite, l'orientation de l'ellipse est obtenue à partir de la courbe en couleur rouge de la figure (Figure 4.11) correspondant à 20% de scc,
- la surface de l'ellipse projetée sur la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.20) pour avoir le taux de scc qui y correspond. Ensuite, la surface de l'ellipse est obtenue à partir de la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.20) correspondant à 20% de scc,
- le périmètre de l'ellipse projeté sur la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.21) pour avoir le taux de scc qui y correspond. Ensuite, le périmètre de l'ellipse est obtenu à partir de la droite en couleur rouge de la figure (Figure 4.21) correspondant à 20% de scc.

La figure (Figure 4.5) de couleur rouge qui représente l'ellipse pour un taux de court-circuit de 20%, permet de compléter le tableau (Tableau 4.11). Celui-ci représente les différentes techniques de détection de défaut de court-circuit issues des cinq approches présentées précédemment (Tableau 4.11).

TABLEAU 4.11 – Détection de spires en court-circuit à partir d'une ellipse - courants mesurés

Rayon du grand axe de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
I_{Ga} issu de l'ellipse Figure. 4.5 2,67 \rightarrow	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.9 \rightarrow 19,48% de scc
I_{Ga} de l'abaque 2,72 \leftarrow	n_{scc} de l'abaque \leftarrow 20% de scc
Rayon du petit axe de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
I_{Pa} issu de l'ellipse Figure. 4.5 1,01 \rightarrow	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.10 \rightarrow 27,78%
I_{Pa} de l'abaque 0,97 \leftarrow	n_{scc} de l'abaque \leftarrow 20%
Orientation de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
ϕ issue de l'ellipse Figure. 4.5 0,23 [rd] \rightarrow	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.11 \rightarrow 22,13%
ϕ de l'abaque 0,24 [rd] \leftarrow	n_{scc} de l'abaque \leftarrow 20%
Surface de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
S issue de l'ellipse Figure. 4.5 8,46 \rightarrow	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.20 \rightarrow 19,26%
S de l'abaque 8,70 \leftarrow	n_{scc} de l'abaque \leftarrow 20%
Périmètre de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
P issu de l'ellipse Figure. 4.5 12,15 \rightarrow	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.21 \rightarrow 19,41%
P de l'abaque 12,35 \leftarrow	n_{scc} de l'abaque \leftarrow 20%

Dans le tableau ci-dessus (Tableau 4.11), dans la deuxième colonne, on trouve des différentes valeurs des taux de spires en court-circuit. Si on prend le cas de la seconde ligne de la deuxième colonne, la valeur obtenue provient de la projection de I_{Ga} avec

la droite de couleur rouge de la figure (Figure 4.9) correspondant à un taux de court-circuit $n_{scc} = 19,48\%$. On procède de la même manière pour les 5^{ième}, 8^{ième}, 11^{ième} et 14^{ième} lignes de la deuxième colonne du tableau. Les résultats sont présentés pour le cas de la simulation, dans le tableau (Tableau 4.12).

Dans le tableau (Tableau 4.12), les projections de I_{Ga} , de I_{Pa} , de ϕ , de la S et du P de l'ellipse s'obtiennent à partir des droites et de la courbe de couleur bleue figurant dans les figures (Figure 4.9, Figure 4.10, Figure 4.11, Figure 4.20 et Figure 4.21). Notons que la forme elliptique de la figure (Figure 4.5) est toujours exploitée, mais uniquement celle de couleur bleue qui correspond aux simulations.

Comme dans la deuxième colonne du tableau (Tableau 4.11), la deuxième colonne du tableau (Tableau 4.12) contient les taux des spires en court-circuit obtenus à l'aide des différents modèles et de leur projection I_{Ga} , I_{Pa} , ϕ , S et P issus des droites et des courbes de couleur bleue figurant sur les figures (Figure 4.9, Figure 4.10, Figure 4.11, Figure 4.20 et Figure 4.21).

TABLEAU 4.12 – Détection de spires en court-circuit à partir d'une ellipse - courants simulés

Rayon du grand axe de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
I_{Ga} issu de l'ellipse Figure. 4.5 2,43 →	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.9 → 17,56% de scc
I_{Ga} de l'abaque 2,67 ←	n_{scc} de l'abaque ← 20% de scc
Rayon du petit axe de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
I_{Pa} issu de l'ellipse Figure. 4.5 0,99 →	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.10 → 26,96%
I_{Pa} de l'abaque 0,95 ←	n_{scc} de l'abaque ← 20%
Orientation de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
ϕ issue de l'ellipse Figure. 4.5 0,20 [rd] →	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.11 → 25,65%
ϕ de l'abaque 0,23 [rd] ←	n_{scc} de l'abaque ← 20%
Surface de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
S issue de l'ellipse Figure. 4.5 7,56 →	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.20 → 17,79%
S de l'abaque 8,25 ←	n_{scc} de l'abaque ← 20%
Périmètre de l'ellipse	Taux de spires en court-circuit
P issu de l'ellipse Figure. 4.5 11,23 →	n_{scc} issu de la projection Figure. 4.21 → 17,28%
P de l'abaque 12,13 ←	n_{scc} de l'abaque ← 20%

Ces deux tableaux (Tableau 4.11 et Tableau 4.12) permettent de calculer la précision des différentes approches (Tableau 4.13). Les taux de spires en court-circuit détectés dans la 2^{ième}, 5^{ième}, 8^{ième}, 11^{ième} et 14^{ième} lignes de la deuxième colonne du premier tableau (Tableau 4.11) sont nettement plus proche de 20% de scc que ceux du tableau

(Tableau 4.12). Cela montre que les résultats issus des valeurs mesurées sont plus précis que ceux issus de la simulation. En effet, le modèle ne prend pas en compte toutes les composantes physiques de la MADA.

4.8.2 Précisions des différentes approches elliptiques

Dans cette section, les précisions des différentes approches elliptiques seront traitées en se basant sur le calcul du nombre de spires en court-circuit (N_{scc}). En se référant toujours à la figure (Figure 4.5), l'ellipse en question a été obtenue avec 20% de scc ce qui donne 160 spires en court-circuit pour un total de 798 spires sur une phase de l'enroulement du stator. Pour détecter le défaut de court-circuit, les droites et les courbes des différentes abaques (Figure 4.9, Figure 4.10, Figure 4.11, Figure 4.20 et Figure 4.21) ont été utilisées et ont donné les différentes valeurs de taux de spires en court-circuit présentées dans les tableaux (Tableau 4.11 et Tableau 4.12). Le tableau (Tableau 4.13) récapitule les précisions des différentes approches elliptiques étudiées.

TABLEAU 4.13 – Précision de la détection suivant les différentes approches

Nombre de spires sans court-circuit sur une phase	Nombre de spires en court-circuit Abaques	Nombre de spires en court-circuit Projections	Précision de la détection (%)
798 spires	N_{scc} de l'abaque	N_{scc} de la projection	
	$I_{Ga} : 20\% \Leftrightarrow 160$	$I_{Ga} : 19,48\% \Leftrightarrow 156$	2,5%
	$I_{Pa} : 20\% \Leftrightarrow 160$	$I_{Pa} : 27,78\% \Leftrightarrow 222$	38,7%
	$\phi : 20\% \Leftrightarrow 160$	$\phi : 22,13\% \Leftrightarrow 177$	10,6%
	$S : 20\% \Leftrightarrow 160$	$S : 19,26\% \Leftrightarrow 154$	3,7%
	$P : 20\% \Leftrightarrow 160$	$P : 19,41\% \Leftrightarrow 155$	3,1%

Le calcul de la précision dans ce tableau ci-dessus est basé sur le calcul des erreurs entre le N_{scc} de l'abaque et le N_{scc} de la projection comme le précise l'équation ci-dessous (4.23) :

$$erreur(\%) = \frac{N_{scc} \text{ de l'abaque} - N_{scc} \text{ de la projection}}{N_{scc} \text{ de l'abaque}} \quad (4.23)$$

D'après le calcul des erreurs des différentes approches elliptiques (Tableau 4.13), le rayon du grand axe (I_{Ga}), le périmètre (P) et la surface (S) de l'ellipse donnent les meilleurs résultats car les erreurs sont largement inférieures à 5%. En revanche, le rayon du petit axe et de l'orientation de l'ellipse donnent des précisions supérieures à 10%. Néanmoins, ces grandeurs peuvent servir à confirmer la présence d'un court-circuit entre spires.

4.9 Conclusion

Pour conclure, ce chapitre étudie des différentes techniques pour la détection de défauts de court-circuit dans les machines asynchrones classiques et à double alimentation (MADA) ainsi que pour l'évaluation de l'évolution de ces défauts. Les résultats sont présentés en simulation et expérimentalement à partir d'un banc d'essai. La méthode proposée ne nécessite que les mesures des courants statoriques sur les trois phases et demande peu de calculs. Les différentes approches elliptiques élaborées dans ce chapitre permettent de détecter s'il y a un court-circuit dans l'enroulement du stator

de la MADA et de le quantifier. Au niveau des résultats finaux, le rayon du grand axe, le périmètre et la surface de l'ellipse donnent les meilleurs précisions par rapport au rayon du petit axe et de l'orientation de l'ellipse. Les résultats obtenus sur le dispositif expérimental montrent le réel intérêt de l'étude. Ensuite, une perspective de travail, consisterait à exploiter le rayon du grand axe, le rayon du petit axe et l'orientation de l'ellipse pour la détection de défaut de court-circuit dans des MADA de gammes de puissance différentes.

Bibliographie

- ALMKVIST, G. et BERNDT, B. (1988). Gauss, landen, ramanujan, the arithmetic-geometric mean, ellipses, π , and the ladies diary. *The American Mathematical Monthly*, 95(7):585–608.
- AUBERT, B., RÉGNIER, J., CAUX, S. et ALEJO, D. (2015). Kalman-filter-based indicator for online interturn short circuits detection in permanent-magnet synchronous generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3):1921–1930.
- BACHIR, S., TNANI, S., TRIGEASSOU, J.-C. et CHAMPENOIS, G. (2006). Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(3):963–973.
- BEDNARZ, S. A. et DYBKOWSKI, M. (2019). Induction motor windings faults detection using flux-error based mras estimators. *Diagnostyka*, 20(2):87–96.
- BEDNARZ, S. A., DYBKOWSKI, M. et WOLKIEWICZ, M. (2018). Identification of the stator faults in the induction motor drives using parameter estimator. In *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 688–693.
- BENBOUZID, M. E. H. (2000). A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. *IEEE transactions on industrial electronics*, 47(5):984–993.
- BENBOUZID, M. E. H., VIEIRA, M. et THEYS, C. (1999). Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. *IEEE Transactions on power electronics*, 14(1):14–22.
- BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2020). Detection of inter-turn short-circuit on a doubly fed induction machine with d-q axis representation. In *2020 IEEE 61th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, pages 1–4.
- BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2021). An Experimental Approach for Detection and Quantification of Short-Circuit on a Doubly Fed Induction Machine (DFIM) Windings. *Springer, Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 32(4):1123–1130.
- BONNETT, A. et SOUKUP, G. (1992). Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(4):921–937.
- BOUZID, M. B. K. et CHAMPENOIS, G. (2013). New expressions of symmetrical components of the induction motor under stator faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9):4093–4102.
- BOUZID, M. B. K., CHAMPENOIS, G., BELLAAJ, N. M., SIGNAC, L. et JELASSI, K. (2008). An effective neural approach for the automatic location of stator interturn faults in induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4277–4289.

- BOUZID, M. B. K., CHAMPENOIS, G. et TNANI, S. (2018). Reliable stator fault detection based on the induction motor negative sequence current compensation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 95:490–498.
- CHEN, Y., REHMAN, A. U., ZHAO, Y., WANG, L., WANG, S., ZHANG, M., ZHAO, Y., CHENG, Y. et TANAKA, T. (2021). Numerical modeling, electrical characteristics analysis and experimental validation of severe inter-turn short circuit fault conditions on stator winding in dfig of wind turbines. *IEEE Access*, 9:13149–13158.
- CRUZ, S. et CARDOSO, A. (2001). Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park’s vector approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(5):1227–1233.
- CUSIDÓCUSIDO, J., ROMERAL, L., ORTEGA, J. A., ROSERO, J. A. et GARCÍA GARCIA ESPINOSA, A. (2008). Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2):633–643.
- DE ANGELO, C. H., BOSSIO, G. R., GIACCONE, S. J., VALLA, M. I., SOLSONA, J. A. et GARCIA, G. O. (2009). Online model-based stator-fault detection and identification in induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4671–4680.
- DEEB, M. et KOTELNETS, N. F. (2020). Fault diagnosis of 3-phase induction machine using harmonic content of stator current spectrum. In *2020 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, pages 1–6.
- DING, S. et WANG, Y. (2018). An analysis of the electromagnetic field of the winding inter-turn short-circuit of an asynchronous motor. In *Electronic Engineering : Proceedings of the 4th International Conference of Electronic Engineering and Information Science (ICEEIS 2017), January 7-8, 2017, Haikou, PR China*, page 75. CRC Press.
- DUAN, F. et ŽIVANOVIĆ, R. (2015). Condition monitoring of an induction motor stator windings via global optimization based on the hyperbolic cross points. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3):1826–1834.
- FOITO, D., MAIA, J., FERNÃO PIRES, V. et MARTINS, J. (2014). Fault diagnosis in six-phase induction motor using a current trajectory mass center. *Measurement*, 51:164–173.
- GOH, Y.-J. et KIM, O. (2019). Linear method for diagnosis of inter-turn short circuits in 3-phase induction motors. *Applied Sciences*, 9(22).
- HARROU, F., SUN, Y., HERING, A. S., MADAKYARU, M. et al. (2020). *Statistical process monitoring using advanced data-driven and deep learning approaches : theory and practical applications*. Elsevier.
- ISERMANN, R. (2005). Model-based fault-detection and diagnosis – status and applications. *Annual Reviews in Control*, 29(1):71–85.

- JANRAO, S. et AMBEKAR, M. R. (2018). Fault diagnosis of an induction motor using motor current signature analysis. *International Journal of Applied Engineering Research*, 13(12):11002–1008.
- JEONG, H., MOON, S., LEE, J. et KIM, S. W. (2016). Inter-turn short fault diagnosis of permanent magnet synchronous machines using negative sequence components. *In 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 170–174.
- JÚNIOR, A. M., SILVA, V. V., BACCARINI, L. M. et MENDES, L. F. (2018). The design of multiple linear regression models using a genetic algorithm to diagnose initial short-circuit faults in 3-phase induction motors. *Applied Soft Computing*, 63:50–58.
- KHECHEKHOUCHE, A., CHERIF, H., BENAKCHA, A., MENACER, A., CHEHAIDIA, S. E. et PANCHAL, H. (2020). Experimental diagnosis of inter-turns stator fault and unbalanced voltage supply in induction motor using mesa and dwer. *Periodicals of Engineering and Natural Sciences*, 8(3):1202–1216.
- KUMAR, P. et ISHA, T. (2019). Fem based electromagnetic signature analysis of winding inter-turn short-circuit fault in inverter fed induction motor. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 3(3):309–315.
- KUMAR, T. C. A., SINGH, G. et NAIKAN, V. (2018). Sensitivity of rotor slot harmonics due to inter-turn fault in induction motors through vibration analysis. *In 2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)*, pages 1–3. IEEE.
- LIU, P. et GU, L. (2013). A negative sequence component fusion method and its applications in diagnosis of inter-turn short circuit faults in induction motor stator windings. *In Proc. Chin. Soc. Electr. Eng*, volume 33, page 15.
- MA CRUZ, AJ Marques Cardoso, S. (2000). Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended park’s vector approach. *Electric Machines & Power Systems*, 28(4):289–299.
- MARQUES CARDOSO, A., CRUZ, S., CARVALHO, J. et SARAIVA, E. (1995). Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by park’s vector approach. *In IAS’95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, volume 1, pages 642–646. IEEE.
- MARQUES CARDOSO, A., CRUZ, S. et FONSECA, D. (1999). Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by park’s vector approach. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(3):595–598.
- MARQUES CARDOSO, A. et SARAIVA, E. (1992). Predicting the level of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors, by park’s vector approach. *In Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pages 132–135. IEEE.
- MARQUES CARDOSO, A. et SARAIVA, E. S. (1993). Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by park’s vector approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(5):897–901.

- PAZ PARRA, A., AMAYA ENCISO, M. C., OLAYA OCHOA, J. et PALACIOS PEÑARANDA, J. A. (2013). Stator fault diagnosis on squirrel cage induction motors by esa and epva. *In 2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, pages 1–6.
- PIRES, V. F., AMARAL, T. G. et MARTINS, J. F. (2009). Stator winding fault diagnosis in induction motors using the dq current trajectory mass center. *In 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 1322–1326.
- RÅDE, L. et WESTERGRENN, B. (1995). *Mathematics handbook for science and engineering*, volume 4. Springer.
- RAZAFIMAHEFA, T. D., BILAL, H., HERAUD, N. et SAMBATRA, E. J. R. (2019). Experimental and analytical approaches for investigating low-level inter-turn winding faults in induction machine. *In 2019 4th Conference on Control and Fault Tolerant Systems (SysTol)*, pages 135–140.
- SHARMA, A., CHATTERJI, S. et MATHEW, L. (2017). A novel park’s vector approach for investigation of incipient stator fault using mcsa in three-phase induction motors. *In 2017 International Conference on Innovations in Control, Communication and Information Systems (ICICCI)*, pages 1–5.
- SIDDIQUE, A., YADAVA, G. et SINGH, B. (2003). Applications of artificial intelligence techniques for induction machine stator fault diagnostics : review. *In 4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003.*, pages 29–34.
- THAMPATTY, K. S., NATHAN, V. et RAJIV, A. (2019). Detection and analysis of rotor bearing fault in a three phase induction motor using mcsa and ansys® maxwell 2d. *Journal on Electrical Engineering*, 13(1).
- TOMA, S., CAPOCCHI, L. et CAPOLINO, G.-A. (2013). Wound-rotor induction generator inter-turn short-circuits diagnosis using a new digital neural network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(9):4043–4052.
- TUN, P. P., KUMAR, P. S., PRATAMA, R. A. et SHUYONG, L. (2018). Brushless synchronous generator turn-to-turn short circuit fault detection using multilayer neural network. *In 2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, pages 1–8. IEEE.
- VERMA, A. K., RADHIKA, S. et PADMANABHAN, S. V. (2018). Wavelet based fault detection and diagnosis using online mcsa of stator winding faults due to insulation failure in industrial induction machine. *In 2018 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (RAICS)*, pages 204–208.
- XU, Z., HU, C., YANG, F., KUO, S.-H., GOH, C.-K., GUPTA, A. et NADARAJAN, S. (2017). Data-driven inter-turn short circuit fault detection in induction machines. *IEEE Access*, 5:25055–25068.
- YAO, B., ZHEN, P., WU, L. et GUAN, Y. (2017). Rolling element bearing fault diagnosis using improved manifold learning. *IEEE Access*, 5:6027–6035.

- YASSA, N. et RACHEK, M. (2020). Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis. *Mathematics and Computers in Simulation*, 167:325–339. INTERNATIONAL CONFERENCE on Emerging and Renewable Energy : Generation and Automation, held in Belfort, France on 4-6 July, 2017.
- YIN, S., DING, S. X., XIE, X. et LUO, H. (2014). A review on basic data-driven approaches for industrial process monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(11):6418–6428.

Conclusion Générale & Perspectives

Conclusion générale

Le but de cette thèse est de développer des méthodes pour le diagnostic des systèmes de production de l'énergie électrique, et plus particulièrement pour le cas des éoliennes. Les dispositifs de diagnostic développés doivent permettre de prendre des décisions fiables tout en garantissant une sûreté de fonctionnement efficiente.

Dans le premier chapitre de ce document, est présenté, l'état de l'art des défauts sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA), car c'est ce type de machine qui intéresse les développeurs d'éoliennes. Différentes techniques sont présentées reflétant l'état de l'art dans ce domaine.

Dans la deuxième partie, est présentée, la modélisation de la MADA en mode moteur (c'est à dire que la MADA est branchée directement sur le réseau électrique). Dans, le cadre du diagnostic d'une machine électrique, il est important de mettre en place un modèle, car celui-ci permet de faire la comparaison entre l'étude théorique et l'étude expérimentale. Il y a plusieurs manières de modéliser une machine électrique triphasée. Dans notre cas, la modélisation de la MADA est obtenue à partir du modèle des circuits à couplages multiples avec une présentation des résultats numériques dans le repère (a, b et c). Ensuite, l'écriture du modèle de la MADA dans le repère tournant diphasé (d-q) est proposée. Les modèles numériques de la MADA présentés dans cette deuxième partie sont le modèle de la MADA en fonctionnement sans présence de défaut et en présence du défaut de court-circuit entre spires sur l'enroulement du stator. Ainsi, les résultats issus de la modélisation sont présentés au niveau théorique et comparés à ceux obtenus par la mesure des courants. Cette mesure étant obtenue à l'aide d'une chaîne d'acquisition composée des capteurs de courant et d'une carte d'acquisition (NI). Les résultats présentés issus de la modélisation sont les trois courants de l'enroulement du stator en fonctionnement sain et en présence du défaut. Pour la confrontation des différents résultats obtenus, l'exploitation des résidus pour chaque cas est développée. Ensuite, la comparaison entre les résultats issus du modèle et des mesures est présentée. Les moyennes et les variances des résidus provenant des différents taux de court-circuit indiquent que les valeurs mesurées et estimées sont très proches. Le modèle exploité dans le cas du défaut de court-circuit peut être également validé. La présence du défaut engendre une déformation des signaux, c'est pourquoi, notre étude est complétée par le calcul des taux de distorsion harmonique (TDH_i) sur les trois phases.

Dans le troisième chapitre, le signal vibratoire de la MADA est exploité pour la détection du défaut de court-circuit entre spires. L'idée est venue lors de la mesure des courants en présence du défaut de court-circuit entre spires. En effet, dans ce cas, la

MADA émet des vibrations qui sont différentes de celles émises, lorsqu'elle fonctionne en mode sain. Plus le défaut est important, plus la machine vibre. Ainsi, pour le cas de notre étude, l'analyse temporelle du signal vibratoire de la MADA dans le cas sain et sur les 5 taux de spires en court-circuit (2,5%, 5%, 10%, 20% et 30% de scc) est présentée. Les signaux temporels montrent une périodicité et en présence du défaut, une déformation importante par rapport au cas sain. Ensuite, l'analyse fréquentielle montre trois pics de fréquence à 26Hz, 50Hz et 150Hz. L'amplitude du 26Hz présente des difficultés d'interprétation car elle n'est pas fonction du taux de court-circuit. En revanche, les pics à 50Hz et 150Hz, ont des amplitudes qui évoluent en fonction du taux de spires en court-circuit. De plus, ces évolutions donne une tendance linéaire. A partir de la représentation des amplitudes des deux fréquences évoquées, en fonction du taux de court-circuit, deux modèles linéaires peuvent être exploités. A partir de ces deux modèles, la détection du défaut de court-circuit entre spires sur l'enroulement du stator de la MADA peut être envisagée. Un essai sur un signal vibratoire correspondant à 40% de spires en court-circuit montre la pertinence de l'approche proposée.

Dans le quatrième chapitre, l'exploitation de la représentation des courants dans la base (dq) pour la détection de défaut de court-circuit entre spires est présentée. Pour cette approche, la forme géométrique des courants dans l'enroulement du stator est exploitée en utilisant l'approche vectorielle de Park. Les deux cas d'étude : théorique et expérimental sont décrits. Lorsque la MADA n'est pas soumise au défaut de court-circuit entre spires, les courants dans la base (dq) décrivent un cercle car les amplitudes des trois courants sont équilibrés. En revanche, lorsque la MADA est soumise au défaut de court-circuit entre spires, les courants dans la base (dq) ne représentent plus des formes circulaire, mais plutôt des ellipses. Le changement de forme des courants est dû au défaut, car les trois phases du courant sont déséquilibrées. C'est au niveau de la Phase A où loge le défaut, que l'augmentation des amplitudes est la plus visible. Les travaux qui ont été menés sur six taux de spires en court-circuit et le cas sain, permettent d'observer les différentes formes géométriques des courants. En effet, plus le taux de spires en court-circuit est important, plus les évolutions des grandeurs caractéristiques des ellipses sont significatives. L'évolution de ces grandeurs caractéristiques, permet une approche "elliptique" pour la détection et la quantification du défaut de court-circuit. Les cinq grandeurs de l'ellipse exploitées, sont : le rayon du grand axe I_{Ga} , le rayon du petit axe I_{Pa} , l'orientation du rayon du grand axe de l'ellipse ϕ , la surface S et le périmètre P . Avec ces cinq approches évoquées, I_{Ga} , P et S donnent les meilleurs résultats par rapport aux deux autres ϕ et I_{Pa} . Dans l'application, l'approche elliptique issue de la surface (S) donne les meilleurs résultats avec une erreur inférieure à 5%. De plus, le temps de calcul de l'approche "elliptique" est plus rapide par rapport à celui de la CWT (Continuous Wavelet Transform).

Ces travaux peuvent être poursuivis et affinés par des perspectives pouvant aider à l'amélioration du dispositif de surveillance des systèmes à l'aide des différents approches évoquées précédemment. Ceci, en particulier, lors de l'exploitation des éoliennes mais également dans la surveillance des moteurs et des générateurs en général.

Perspectives

Les perspectives envisageables sont les suivantes :

- Changer le positionnement du défaut sur la phase A aux deux autres phases (B et C). Cela permettra d'étudier également l'application des deux approches (issues de la vibration et de la forme géométrique des courants) par rapport aux emplacements du défaut de court-circuit.
- Utiliser les deux approches (issues de la vibration et de la forme géométrique des courants) sur la MADA en fonctionnement en charge et en fonctionnement générateur à des vitesses variables.
- Appliquer les deux approches issues de la vibration à d'autres gammes de puissance de machines électriques.
- Appliquer les deux approches elliptiques P et S à des machines électriques de différentes gammes de puissance.

Annexes

Approche par fonction de bobinage

Selon la théorie de la fonction de bobinage, l'inductance mutuelle entre deux bobinages "a" et "j" dans une machine électrique peut être définie par la relation (24) (la perméance du fer est supposée infinie) :

$$L_{aj} = \frac{\mu l r}{g} \int_0^{2\pi} n_a(\varphi, \theta) n_j(\varphi, \theta) d\theta \quad (24)$$

avec φ est la position angulaire du rotor par rapport à une référence statorique, θ désigne la position angulaire particulière le long de la surface interne du stator, g est désignée comme la longueur uniforme de l'entrefer. l est la longueur axiale de la machine (ou MADA) et r est le rayon moyen de l'entrefer. Dans Bouzid et Champenois, $n_a(\varphi, \theta)$ est appelée fonction d'enroulement et représente, en fait, la distribution de la Force MagnétoMotrice (FMM) le long de l'entrefer pour un courant unitaire qui circule dans l'enroulement a . Ensuite, dans Luo et al., les termes d'auto-inductance peuvent être calculés en fixant tout simplement $a = j$.

Données brutes

Voici les caractéristiques de la MADA étudiée dans ce manuscrit :

TABLEAU 14 – Caractéristiques de la MADA

Spécifications	Valeurs	Unités
Fréquence nominale, f	50	Hz
Tension nominale	230/400	V
Puissance nominale, P_n	0,25	kW
Vitesse nominale	1480	tr/min
Courant nominal	1,8/1	A
Inductances propres, l_{sp}, l_{rp}	0,65/0,65	H
Moment d'inertie	0.024	kg.m ²
Résistances, r_s, r_r	14,84/8,8	Ω
Nombre de paires de pôles, p	2	