

N° d'ordre:

RÉPUBLIQUE ALGERIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER BISKRA
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
GÉNIE ELECTRIQUE

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE DOCTORAT

Spécialité : Contrôle et diagnostic des systèmes électriques

Par

M^{ME} SAFIA BOUCHAALA

CONTRIBUTION À L'ANALYSE ET À LA SÛRETÉ DE
FONCTIONNEMENT DES MACHINES À INDUCTION
TENANT COMPTE DES EXCENTRICITÉS RADIALES

Soutenu le 26-06-2024 devant le jury :

Pr. SALAH EDDINE ZOZOU	Université Mohamed Khider Biskra	Président du jury
Pr. SAHRAOUI MOHAMED	Université Mohamed Khider Biskra	Examineur
Pr. BENOUDJIT DJAMEL	Université de Batna 2	Examineur
Pr. ADEL GHOGGAL	Université Mohamed Khider Biskra	Directeur de thèse

Année Universitaire : 2023 - 2024

Remerciements

Je tiens à exprimer ma reconnaissance profonde envers ALLAH, le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé le courage et la force indispensables à la réalisation de ce travail.

Un merci particulier et chaleureux s'adresse à ma famille, en particulier à mes parents, mon époux Salah Youcefa, et mes précieuses filles Malak et Joury, ainsi qu'à mes sœurs et mon frère. Leur soutien constant, leur compréhension et leur encouragement ont été des piliers essentiels tout au long de mon parcours académique. Leur présence a été une source de motivation inestimable, et je ne saurais trop exprimer ma reconnaissance envers chacun d'eux.

*J'ai grandement apprécié la disponibilité, les conseils et la patience de mon encadrant, Monsieur **Adel Ghoggal**, tout au long de mon travail. Sa contribution précieuse a joué un rôle déterminant dans l'avancement et la qualité de ce projet.*

*Je tiens également à exprimer mes respectueux remerciements à Monsieur **Riyadh Rouabh**, professeur à l'université de M'sila, pour toutes les informations et orientations qu'il m'a fournies. Ses conseils éclairés ont enrichi mon travail et ont été d'une grande valeur pour la réussite de ce projet de recherche.*

Je souhaite également exprimer ma profonde gratitude aux membres de mon jury pour leur implication et leurs précieux commentaires qui ont permis d'enrichir ce travail :

- **Pr. Salah Eddine Zouzou**, Université Mohamed Khider Biskra, Président du jury
- **Pr. Sahraoui Mohamed**, Université Mohamed Khider Biskra, Examineur
- **Pr. Benoudjit Djamel**, Université de Batna 2, Examineur

Leur expertise et leurs observations constructives ont été d'une importance capitale pour l'aboutissement de cette thèse. Merci infiniment pour le temps et l'attention que vous avez consacrés à l'évaluation de ce travail.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	iii
LISTE DES FIGURES	v
LISTE DES TABLEAUX	vii
PRÉFACE	1
1 MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE (MASDE)	4
1.1 INTRODUCTION	4
1.2 ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE MULTIPHASÉ	5
1.2.1 Invention de la Machine asynchrone multiphasé	5
1.2.2 Structure Multiphasé	6
1.2.3 Constitution des machines multiphasé	6
1.2.4 Principe de fonctionnement de la machine multiphasée	9
1.2.5 Types de machine asynchrone multiphasé	10
1.3 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES	12
1.3.1 Avantages	12
1.3.2 Inconvénients	13
1.4 FONCTIONNEMENT EN MODE DÉGRADÉ DES MACHINES MULTIPHASÉES	13
1.4.1 Concept et Défis du Mode Dégradé	13
1.4.2 Stratégies et Solutions Proposées	14
1.4.3 Applications et Performances	14
1.5 LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE "MASDE"	15
1.5.1 Généralité sur la MASDE	15
1.5.2 Principe de fonctionnement de MADE	15
1.6 MODÉLISATION DE MASDE CONSIDÉRANT L'EXISTENCE D'HARMON- NIQUES SPATIALES	16
1.6.1 Le concept de modélisation	16
1.6.2 Modèle d'état de la MASDE	16
1.6.3 Détermination des inductances par l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (WFM)	20
1.6.4 Calcul des inductances considérant l'existence d'harmoniques d'espace	24
1.7 MODÉLISATION DE LA PARTIE PUISSANCE DE LA MASDE	28
1.7.1 L'onduleur de tension	29
1.7.2 Association onduleur de tension – MASDE	29
1.8 ANALYSE DE LA SIMULATION EN BOUCLE OUVERTE DE LA MASDE	30
1.8.1 Resultat de simulation de MASDE on boucle ouvert	31
1.8.2 Interprétation des Résultats de Simulation	32
1.9 CONCLUSION	33

2	COMMANDE DE MASDE EN L'ÉTAT SAIN	35
2.1	INTRODUCTION	36
2.2	SIMPLIFICATION DES PARAMÈTRES DE LA MASDE	36
2.2.1	Définition du fonctionnement de la matrice de Concordia	37
2.2.2	Décomposition de l'espace vectoriel par la matrice de Concordia	37
2.3	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDE	38
2.3.1	Conception de la commande vectorielle	39
2.3.2	Application de la commande vectorielle au MASDE	39
2.4	COMMANDE PAR MODE GLISSANT	45
2.4.1	Conception de la commande par mode glissant	47
2.4.2	L'expression analytique de la commande par mode glissant	49
2.4.3	Application de la commande par mode glissant au MASDE	51
2.5	ÉTUDE COMPARATIVE DES RÉSULTATS DE SIMULATION ENTRE LES DEUX COMMANDES PRÉCÉDENTES	54
2.5.1	Les points de comparaison entre la commande vectorielle indirect et commande par mode glissant	56
2.5.2	Les résultats de simulation et leur analyse	57
2.6	CONCLUSION	62
3	LES DÉFAUTS DE LA MASDE ET SES TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC	64
3.1	INTRODUCTION	65
3.2	TERMES ET DÉFINITIONS DE DÉFAILLANCE	65
3.3	LA SÛRETÉ DE FONCTIONNEMENT	67
3.3.1	Recherche des signatures des défaillances	67
3.3.2	Mise au point de méthodes de surveillance/détection	67
3.3.3	Diagnostic des défaillances	68
3.3.4	Décision d'actions	68
3.4	LA DÉFAILLANCE DU MOTEUR ASYNCHRONE	69
3.4.1	Les raisons entraînant des défauts du stator	69
3.4.2	Les raisons entraînant des défauts du rotor	70
3.4.3	Classification des défauts	71
3.5	PRÉSENTATION DES DÉFAUTS DE MASDE	72
3.5.1	1. Défauts statoriques	73
3.5.2	2. Défauts rotoriques	74
3.6	TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DE DÉFAUTS DE MOTEUR ASYNCHRONE	75
3.6.1	Méthodes avec base de modèle	76
3.6.2	Méthodes s'appuyant sur une base de connaissance	77
3.7	MÉTHODE MCSA (MOTOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS)	79
3.7.1	Principe de la méthode MCSA	79
3.7.2	Avantages de la méthode MCSA	79
3.7.3	Limitations et solutions	79
3.8	LE CONTENU FRÉQUENTIEL DU COURANT STATORIQUE DANS LA MASDE	80
3.9	CONCLUSION	84
4	ÉTUDE DE L'EXCENTRICITÉ RADIALE DANS LES MACHINES ASYN- CHRONES DOUBLE ÉTOILE	85
4.1	INTRODUCTION	86
4.2	MODÉLISATION DE L'EXCENTRICITÉ DANS LES MACHINES ASYN- CHRONES DOUBLE ÉTOILE	86
4.2.1	Excentricité statique	88
4.2.2	Calcul des inductances en cas d'excentricité statique	89

4.2.3	Excentricité dynamique	92
4.2.4	Calcul des inductances en cas d'excentricité dynamique	93
4.3	LES HARMONIQUES LIÉS À L'EXCENTRICITÉ	96
4.3.1	Les harmoniques liés à l'excentricité statique	96
4.3.2	Les harmoniques liés à l'excentricité dynamique	100
4.4	LES HARMONIQUES LIÉS À CASSURE DE BARRES ROTORIQUES	105
4.4.1	Étude des Défauts Combinés : Excentricité dynamique - Cassure de Barres	106
4.5	CONCLUSION	108
CONCLUSION GÉNÉRALE		110
NOTATIONS		112
A ANNEXES		114
A.1	CARACTÉRISTIQUE DE LA MACHINE :	115
A.2	DÉFINITIONS DES TERMES :	115
A.3	LES CALCULES :	116
BIBLIOGRAPHIE		117

LISTE DES FIGURES

1.1	Intérieur d'une machine asynchrone , R. Alioth et Cie, no 1042, vers 1891.	5
1.2	Stator d'une machine asynchrone	7
1.3	Rotor à cage d'écureuil de machine asynchrone	8
1.4	Rotor bobiné à bague de machine asynchrone	9
1.5	La machine asynchrone double étoile	15
1.6	Les phases statoriques de MASDE	17
1.7	Les circuits électriques équivalents aux mailles rotoriques	19
1.8	Représentation de distribution d'enroulement dans la machine asynchrone	22
1.9	La fonction de distribution d'une phase statorique avec nombre de conducteurs $N_c \equiv 60$	25
1.10	La fonction de distribution d'une maille rotorique	27
1.11	Les inductances mutuelles statoriques-rotoriques	28
1.12	Schéma d'un onduleur de tension hexaphasé de deux niveaux	30
1.13	Evolution de la vitesse de rotation	31
1.14	Evolution de couple électromagnétique	31
1.15	Evolution des courants statoriques	31
1.16	Zoom sur les courants statoriques	31
1.17	Evolution de la vitesse de rotation	32
1.18	Evolution de couple électromagnétique	32
1.19	Evolution des courants statoriques	32
1.20	Zoom sur les courants statoriques	32

2.1	Représentation du modèle de Concordia généralisé de la MASDE .	38
2.2	Représentation du modèle de rotation	41
2.3	Représentation de transformation de Park	42
2.4	Bloc de défluxage	43
2.5	Schéma bloc de la commande vectorielle indirect de MASDE . . .	46
2.6	Lors de la commutation entre U_{\max} et U_{\min} , la commande prend une valeur continue U_{eq}	49
2.7	La fonction Sign	50
2.8	La fonction de saturation est définie avec un seuil unique ou avec deux seuils	50
2.9	Fonction "smooth"	51
2.10	Schéma bloc de la commande par mode glissant de MASDE	55
2.11	La vitesse par commande vectorielle	57
2.12	La vitesse par mode glissant	57
2.13	La vitesse par commande vectorielle avec charge	57
2.14	La vitesse par mode glissant avec charge	57
2.15	Variation de vitesse par commande vectorielle	58
2.16	Variation de vitesse par mode glissant	58
2.17	Les couples électromagnétiques par commande vectorielle et mode glissant sans charges	59
2.18	Les couples électromagnétiques par commande vectorielle et mode glissant avec charges	59
2.19	Découplage des courants quadratiques par commande vectorielle avec la poursuite de la charge	59
2.20	Découplage des courants quadratiques par mode glissant avec la poursuite de la charge	59
2.21	Découplage des courants quadratiques par commande vectorielle avec charge	60
2.22	Découplage des cou- rants quadratiques par mode glissant avec charge	60
2.23	Flux rotorique quadratique par commande vectorielle	61
2.24	Flux rotorique quadratique par mode glissant	61
3.1	Les étapes de conception de sûreté de fonctionnement	68
3.2	Organigramme montrant les causes internes et externes de défauts de machine asynchrone	71
3.3	Les proportions de distribution de défauts dans les machines asyn- chrones en 1988	72
3.4	Les proportions de distribution de défauts dans les machines asyn- chrones de (1973-1988')	73
3.5	Les proportions de distribution de défauts dans les machines asyn- chrones en 1995	73
3.6	Différents types de défauts statoriques	74
3.7	Différents types de défauts de cage rotorique	75
3.8	Les méthodes avec base de modèle	77
3.9	Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance	78
3.10	Spectre fréquentiel du courant i_{sa1} de la MASDE en état sain. . . .	83
4.1	Défaut d'excentricité statique pour MASDE	88
4.2	Les inductances de magnétisation rotorique L_{mr1} de première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité statique σ_s . .	90

4.3	L'inductance mutuelle rotorique $M_{r_1r_2}$ de deux premières mailles rotoriques avec différents degrés d'excentricité statique σ_s	91
4.4	L'induction mutuelle $M_{sa_1r_1}$ entre la phase a_1 statorique et première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité statique σ_s . .	92
4.5	Défaut d'excentricité dynamique	93
4.6	Les inductions mutuelles rotoriques $L_{r_1r_2}$ entre deux mailles adjacentes(r_1) et(r_2) avec différents degrés d'excentricité dynamique σ_d	94
4.7	L'induction mutuelle $M_{sa_1r_1}$ entre la phase a_1 statorique et la première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité dynamique σ_d	95
4.8	Spectre fréquentiel du courant i_{sa_1} de la MASDE en cas d'excentricité statique de 40%.	101
4.9	Spectre fréquentiel du courant i_{sa_1} de la MASDE en cas d'excentricité dynamique de 40%.	104
4.10	Spectre fréquentiel du courant i_{sa_1} de la MASDE pour une cage en état endommagé (cassure d'une seule barre).	106
4.11	Spectre fréquentiel du courant i_{sa_1} de la MASDE pour des défauts combinés : Excentricité dynamique avec $\delta_d = 40\%$ + Cassure d'une seule barre.	108

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Machines multi-phasées de Type 1	11
1.2	Machines multi-phasées de Type 2	12
2.1	Résumé de la comparaison entre commande vectorielle et mode glissant pour MASDE	62
3.1	Harmoniques d'espace radial (HER) dans le courant statorique de MASDE en état sain.	82
4.1	Les valeurs des harmoniques du i_{sa_1} de MASDE en excentricité dynamique	103
4.2	Les valeurs des harmoniques du i_{sa_1} de MASDE de défauts combinés : Excentricité dynamique avec Cassure d'une barre	107

INTRODUCTION GÉNÉRALE

LES machines asynchrones double étoile ont gagné une place significative dans le domaine de l'industrie grâce à leurs avantages en termes de rendement, de puissance et de flexibilité. Toutefois, pour garantir leur performance et leur fiabilité, il est essentiel de comprendre en profondeur les phénomènes qui peuvent influencer leur fonctionnement, en particulier l'excentricité radiale. Cette thèse s'inscrit dans le contexte de l'analyse et de la sûreté de fonctionnement des machines asynchrones double étoile et vise à apporter des contributions substantielles à ce domaine en prenant en compte les effets de l'excentricité radiale.

L'excentricité radiale, en tant que phénomène courant dans ces machines, peut provoquer des déviations importantes par rapport à leur fonctionnement nominal, ce qui peut potentiellement entraîner des pannes coûteuses et des perturbations dans les processus industriels. Par conséquent, l'objectif principal de cette thèse est d'approfondir la compréhension de l'impact de l'excentricité radiale sur le fonctionnement des Machines Asynchrones Doubles Etoiles (MASDE), en se concentrant sur l'analyse des caractéristiques spectrales, des performances et de la sûreté de fonctionnement. L'approche de modélisation que nous devons choisir pour notre étude doit être applicable aussi bien à l'état sain qu'à l'état défectueux, tout en évitant les modélisations numériques complexes, notamment dans le moteur multiphasé, connu pour sa complexité computationnelle. Cela nous oblige à étendre les capacités de diagnostic pour les champs non sinusoïdaux.

Tout d'abord, dans *le premier chapitre*, nous débiterons par une revue de l'état de l'art concernant la machine asynchrone multiphasé. Cette revue nous permettra de retracer l'évolution de la machine asynchrone depuis son invention jusqu'à son fonctionnement de base et sa composition. Nous examinerons également les différents types de machines asynchrones pour situer la MASDE dans ce paysage varié.

La MASDE, avec sa structure particulière et son mode de fonctionnement spécifique, sera au centre de notre attention. Nous décrirons sa structure, son principe de fonctionnement et identifierons les avantages et les inconvénients inhérents à cette conception.

La section principale de ce chapitre se penchera sur la modélisation de la MASDE en considérant l'existence d'harmoniques spatiales. Nous introduirons le concept de modélisation et explorerons le modèle d'état de cette machine. De manière cruciale, nous examinerons la détermination des inductances en utilisant l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (WFM). Nous aborderons le calcul des inductances en tenant compte de l'existence d'harmoniques d'espace, une étape fondamentale pour la compréhension approfondie du comportement de la MASDE.

Nous franchirons une étape cruciale dans notre exploration des MASDE associées à un onduleur hexaphasé. Nous aborderons ici la modélisation de la partie puissance de la MASDE, en mettant particulièrement l'accent sur la description

de l'onduleur de tension. Cette modélisation est essentielle pour comprendre le comportement de la machine à l'état sain.

Nous ferons l'analyse en détail de l'onduleur six-phase de tension, élément fondamental de ce système, et explorerons ensuite son association avec la MASDE. En parallèle, nous nous attaquerons à la simplification des paramètres de la MASDE, une étape importante pour obtenir une modélisation efficace tout en maintenant la précision nécessaire à nos analyses.

Les résultats de simulation obtenus avec la boucle ouverte du modèle MASDE seront utilisés pour évaluer le comportement de la MASDE lorsqu'elle fonctionne à l'état normal, en particulier en ce qui concerne les harmoniques d'espace. Nous interpréterons ces résultats afin de mieux comprendre l'impact des charges harmoniques sur les performances de la machine.

Ce chapitre pose les bases de notre analyse ultérieure de la MASDE et jettera les fondations pour la modélisation et l'analyse avancée de cette machine électrique complexe. Il permettra aux lecteurs de se familiariser avec les principes fondamentaux avant d'aborder des sujets plus avancés et spécifiques.

Dans *le deuxième chapitre*, dédié au domaine du contrôle de la MASDE, avant d'aborder la partie relative à la commande, il est impératif de simplifier les paramètres de la MASDE en raison de leur complexité. Nous utiliserons la matrice de Concordia à cette fin.

Deux approches se démarquent et ont été choisies et appliquées sur la MASDE : la commande vectorielle indirecte, une technique de commande qui implique le contrôle des courants du stator pour réguler la vitesse et le couple de la machine, et d'un autre côté, le mode de commande par glissement, qui est une méthode de commande reposant sur l'utilisation d'un régulateur par mode glissant pour gérer les dynamiques de la machine, en particulier en présence de variations de charge ou de perturbations.

La comparaison de ces deux approches est essentielle pour déterminer la méthode de commande la mieux adaptée à des contextes spécifiques pour notre machine, en fonction des besoins en termes de performance, de régulation et d'efficacité. Cette analyse approfondie aidera les ingénieurs et les chercheurs à prendre des décisions éclairées quant à la sélection de la méthode de commande appropriée pour leurs applications particulières.

Dans *le troisième chapitre*, nous présenterons en détail les différentes raisons de défaillances du moteur asynchrone en général et de la MASDE en particulier. Ensuite, nous aborderons les différentes techniques de diagnostic utilisées pour la détection des défauts dans les machines asynchrones. Ces techniques incluent l'analyse des signaux électriques et mécaniques, les techniques de maintenance prédictive, les méthodes de modélisation numérique, et bien d'autres encore. En comprenant ces méthodes de diagnostic et en les appliquant de manière appropriée, les ingénieurs et les techniciens peuvent anticiper et remédier aux défauts potentiels, contribuant ainsi à améliorer la sûreté de fonctionnement des machines MASDE tout en prolongeant leur durée de vie.

En conclusion, nous définirons la méthode de MCSA, en exposant ses avantages et inconvénients. Nous avons choisi cette méthode parmi les techniques de diagnostic existantes pour synthétiser les informations relatives aux harmoniques d'espace générées dans l'état sain de la MASDE. Une analyse approfondie du contenu fréquentiel du courant statorique sera effectuée afin d'améliorer notre compréhension de la machine dans son état de fonctionnement optimal.

Dans *le quatrième chapitre*, nous aborderons les excentricités radiales, qu'elles soient statiques ou dynamiques, comme des perturbations fréquentes dans le fonctionnement des machines électriques, leur gestion étant essentielle pour assurer un fonctionnement optimal.

Nous débuterons par la modélisation des excentricités dans les MASDE. Nous explorerons en détail les caractéristiques de l'excentricité statique et dynamique et étudierons leur impact sur les inductances de la machine. Cette modélisation est cruciale pour comprendre comment ces excentricités affectent le comportement de la MASDE.

Une partie essentielle de ce chapitre se concentrera sur l'analyse des harmoniques liées à l'excentricité. Nous examinerons les harmoniques générées en raison de l'excentricité statique et dynamique, mettant en lumière leurs caractéristiques et leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine. Cette compréhension sera d'une importance capitale pour la mise en place d'une commande efficace prenant en compte ces perturbations.

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE (MASDE)



1.1 INTRODUCTION

Avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de diverses méthodes de contrôle, les machines asynchrones polyphasées sont devenues omniprésentes dans différentes applications industrielles en raison de leur durabilité, de leur coût abordable et de leur fiabilité. Parmi ces machines, la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE) se distingue par ses avantages en termes de continuité d'activité, ce qui la rend particulièrement prisée dans les applications électriques à haute puissance.

La première section de ce chapitre propose un récapitulatif succinct de la conception et du fonctionnement des machines asynchrones multiphasé en général, mettant en lumière les caractéristiques fondamentales qui ont contribué à leur prédominance industrielle, analysant sa structure ainsi que ses avantages et inconvénients. Nous dirigeons ensuite notre attention vers la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE). Cette approche nous permet d'établir une base solide avant de approfondir notre analyse.

La deuxième section se consacre à la modélisation de la MASDE dans son état sain. Nous présentons d'abord les équations électriques décrivant les divers éléments de la machine, soulignant le couplage étroit entre les phases statoriques et rotoriques. Cette modélisation détaillée jette les bases nécessaires pour comprendre le comportement dynamique de la MASDE dans des conditions optimales.

Cependant, en raison de la complexité inhérente des enroulements et de la géométrie unique de la MASDE, l'application des modèles mathématiques traditionnels devient ardue. Dans la troisième section, nous adoptons une approche basée sur un modèle multi-enroulements utilisant la fonction d'enroulement modifiée (WFM). Cette approche spécifique améliorera la précision de la modélisation et facilitera l'analyse du comportement électromagnétique de la MASDE.

En somme, cette introduction établit le cadre de notre exploration, du fonctionnement général des machines asynchrones à la modélisation spécifique de la MASDE, insistant sur l'importance de la fonction d'enroulement modifiée pour surmonter les défis de la complexité géométrique. Ces éléments seront essentiels pour une analyse approfondie et une compréhension holistique du système MASDE.

Dans la dernière partie, nous abordons l'étape d'alimentation du MASDE en choisissant le convertisseur approprié et en mettant en place le contrôle associé.

Enfin, nous présenterons les résultats de la simulation en boucle ouverte de la MASDE, analysant son comportement dans différentes configurations, notamment l'influence des harmoniques sur la vitesse, le courant et le couple. Ces résultats fourniront des informations cruciales pour notre travail de modélisation et guideront le développement de nouvelles approches de contrôle pour optimiser les performances de la MASDE dans des conditions opérationnelles variées.

1.2 ÉTAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE MULTIPHASÉ

Les machines multiphasées ont suscité un intérêt croissant en raison de leurs nombreux avantages par rapport aux machines triphasées conventionnelles. Ces avantages incluent une meilleure densité de puissance, une fiabilité accrue et des performances améliorées dans diverses applications telles que la traction électrique, les éoliennes et les systèmes de propulsion maritime (*Levi [2008]*, *IqbalandAli [2017]*). Cette section explore l'évolution, les avantages et les inconvénients des machines multiphasées, ainsi que leur fonctionnement en mode dégradé et les défaillances spécifiques aux moteurs asynchrones multiphasés.

1.2.1 Invention de la Machine asynchrone multiphasé

Tout au long de l'histoire, un désaccord persiste quant à l'attribution du premier crédit pour la découverte de la machine asynchrone, la controverse gravitant autour de trois inventeurs principaux. Galileo Ferraris a publié des traités sur les machines tournantes, expérimentant en 1885, et développant une théorie sur la machine asynchrone en avril 1888. En 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone. Tesla a breveté son moteur à induction à courant alternatif polyphasé en 1888, ce qui a ouvert la voie à des machines plus efficaces et robustes pour la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (*Tesla [1888]*). Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski, un électricien d'origine russe travaillant en Allemagne, invente la première machine asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construite industriellement à partir de 1891.



FIGURE 1.1 – Intérieur d'une machine asynchrone, R. Alioth et Cie, no 1042, vers 1891.

Jusqu'à l'invention de l'électronique de puissance, la machine asynchrone était un concurrent féroce dans les domaines de haute puissance. Elle a de nombreuses utilisations, dont le plus souvent dans les transports (métro, trains, propulsion marine, voitures électriques), l'industrie (machines-outils) et l'électroménager.

Elle était de plus en plus utilisée comme "générateur" même si elle est à l'origine censée n'être utilisée que comme "moteur", comme dans le cas des éoliennes.

1.2.2 Structure Multiphasé

La structure multiphasique se distingue par l'utilisation de plus de trois phases dans les machines électriques. Les configurations courantes incluent les machines à cinq phases, six phases, neuf phases et douze phases... Chaque configuration offre des caractéristiques uniques en termes de densité de couple, de contrôle et de tolérance aux pannes [\(Levi \[2016\]\)](#).

Les machines à cinq phases, par exemple, offrent une amélioration notable de la densité de couple par rapport aux machines triphasées traditionnelles. Cette configuration permet également une meilleure gestion des harmoniques, ce qui conduit à un fonctionnement plus fluide et à une réduction des vibrations et du bruit [\(El – RefaieandJahns \[2005\]\)](#).

Les machines à six phases sont souvent utilisées dans des applications nécessitant une haute tolérance aux pannes. En cas de défaillance d'une phase, la machine peut continuer à fonctionner avec une capacité réduite mais stable, ce qui est crucial pour les systèmes critiques comme les transports électriques et les applications aérospatiales [\(CorzineandFamiliant \[2006\]\)](#).

Les configurations à neuf et douze phases sont encore plus avancées et permettent une distribution plus uniforme des courants, ce qui réduit les pertes et améliore l'efficacité globale de la machine. Ces configurations sont particulièrement bénéfiques dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable, tels que les générateurs éoliens et solaires, où l'efficacité et la fiabilité sont primordiales [\(Bozhkoet al. \[2016\]\)](#).

En outre, la structure multiphasé offre des avantages significatifs en termes de contrôle. Les techniques de modulation avancées, telles que la modulation vectorielle, sont plus efficaces dans les systèmes multiphasés, permettant une meilleure performance dynamique et une réponse plus rapide aux variations de charge [\(Huanget al. \[2016\]\)](#).

Enfin, la tolérance aux pannes est un aspect clé des systèmes multiphasés. En répartissant la puissance sur un plus grand nombre de phases, les machines multiphasées peuvent continuer à fonctionner même en présence de défaillances partielles, ce qui augmente considérablement la fiabilité et la durée de vie des systèmes électriques [\(Kroutikovaet al. \[2008\]\)](#).

1.2.3 Constitution des machines multiphasé

La machine asynchrone multiphasée est un appareil électrique à courant alternatif composé de deux composants principaux : le stator et le rotor, séparés par un espace vide appelé entrefer :

1. Le stator

Le stator est la partie fixe de la machine asynchrone multiphasée où sont logés les enroulements de cuivre. Ces enroulements sont disposés dans des encoches du stator et sont connectés à une source d'alimentation électrique. Lorsque le courant électrique circule à travers ces enroulements, un champ magnétique rotatif est généré dans l'entrefer, interagissant ainsi avec le rotor pour induire le mouvement mécanique, comme illustré à la figure 1.2.

Le stator est typiquement construit avec un noyau en tôle de fer laminé, ce qui réduit les pertes par courants de Foucault. Les encoches sont conçues



FIGURE 1.2 – Stator d'une machine asynchrone

pour maintenir fermement les bobines et minimiser les pertes d'énergie par effet Joule.

Dans le cas des machines multiphasées, le stator est équipé de plusieurs ensembles d'enroulements répartis uniformément autour de son périmètre. Contrairement aux machines triphasées qui ont trois enroulements, les machines multiphasées peuvent en avoir cinq, six, voire douze, permettant ainsi une distribution plus homogène du champ magnétique. Cette configuration vise à minimiser les harmoniques indésirables et à optimiser l'efficacité globale de la machine (Jones [1997]).

Le bobinage du stator joue un rôle crucial dans la génération du champ magnétique nécessaire au fonctionnement de la machine. En contrôlant l'alimentation électrique des bobines, il est possible de réguler la vitesse, le couple et d'autres caractéristiques de performance de la machine asynchrone multiphasée.

2. L'entrefer

L'entrefer est l'espace situé entre le stator et le rotor d'une machine asynchrone, constituant la région où le champ magnétique est généré et où l'interaction entre le stator et le rotor prend place.

Il revêt une importance cruciale dans le fonctionnement de la machine asynchrone, car c'est le lieu où se produit le couplage magnétique entre le stator et le rotor. Lorsque le courant circule à travers les enroulements du stator, il engendre un champ magnétique qui pénètre dans l'entrefer, atteignant ainsi le rotor. Ce champ magnétique induit à son tour des courants dans le rotor, créant un autre champ magnétique. Les interactions entre ces champs magnétiques génèrent le couple responsable de la rotation du rotor. L'entrefer joue un rôle critique dans plusieurs aspects de la machine asynchrone :

- (a) **Transmission du Champ Magnétique** : C'est à travers l'entrefer que le champ magnétique généré par le stator est transmis au rotor. Une dimension d'entrefer appropriée est essentielle pour assurer une transmission efficace du champ magnétique.
- (b) **Optimisation du Couple** : La valeur d'espacement de l'entrefer influence directement le couple produit par la machine. Un entrefer cor-

rectement dimensionné est nécessaire pour maximiser le couple tout en maintenant une efficacité élevée.

La dimension de l'entrefer est déterminée lors de la fabrication de la machine et est maintenue aussi petite que possible, tout en permettant un bon fonctionnement mécanique et électromagnétique. Des techniques d'usinage précises sont utilisées pour obtenir une dimension d'entrefer optimale, minimisant ainsi les pertes d'énergie tout en assurant la durabilité et la fiabilité de la machine.

3. Le rotor

Le rotor est la partie mobile essentielle de la machine asynchrone multiphasée. Il se compose d'un ensemble de barres conductrices encastrées dans un noyau en fer laminé. Ces barres peuvent être agencées de deux manières principales : en rotor à cage d'écureuil ou en rotor bobiné.

- (a) **Rotors à cage d'écureuil** : Les rotors à cage d'écureuil sont constitués d'ensembles homogènes de barres conductrices reliées entre elles aux deux extrémités par des anneaux conducteurs, formant ainsi une structure en forme de cage robuste. Ce type de rotor, illustré à la figure 1.3, est particulièrement adapté pour les applications nécessitant un démarrage fréquent et une capacité à supporter des variations de charge importantes en raison de son excellent couple de démarrage et de sa robustesse (*FujitaandAkagi [2004]*).



FIGURE 1.3 – Rotor à cage d'écureuil de machine asynchrone

(b) **Rotors bobinés (à bagues)** :

Les rotors bobinés comportent des enroulements connectés à des bagues collectrices permettant l'injection de courant externe. Ces bagues sont utilisées pour l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques et pour ajuster certaines caractéristiques du moteur, telles que la vitesse et le couple, à l'aide de dispositifs externes comme des rhéostats ou des convertisseurs statiques, comme illustré à la figure 1.4.

Les rotors à encoches profondes constituent une variante où des encoches découpées dans la structure du rotor augmentent la résistance mécanique et améliorent le couple de démarrage tout en réduisant les pertes par effet Joule (*FujitaandAkagi [2004]*). Enfin, les rotors en double cage d'écureuil, avec leurs deux cages concentriques, offrent



FIGURE 1.4 – Rotor bobiné à bague de machine asynchrone

une meilleure régulation du couple et de la stabilité, adaptés aux applications nécessitant un contrôle précis du mouvement.

1.2.4 Principe de fonctionnement de la machine multiphasée

Les machines multiphasées, également connues sous le nom de machines à plusieurs phases, se distinguent par l'utilisation de plus de trois phases dans leurs enroulements statoriques. Contrairement aux machines triphasées conventionnelles, qui utilisent trois phases distinctes, les machines multiphasées peuvent comporter cinq, six ou même douze phases, offrant ainsi des caractéristiques uniques en termes de densité de couple, de contrôle et de tolérance aux pannes [\(Levi \[2016\]\)](#).

Le principe de fonctionnement des machines multiphasées repose sur un champ magnétique rotatif généré par des courants électriques circulant à travers les enroulements du stator. Le stator constitue la partie fixe de la machine, tandis que le rotor est un enroulement court-circuité. Ce champ magnétique induit des courants dans le rotor, créant à son tour un champ magnétique propre. Les interactions entre les champs magnétiques du stator et du rotor génèrent un couple électromagnétique qui entraîne la rotation du rotor.

À l'instar des machines triphasées, les machines multiphasées présentent également un glissement entre la vitesse de rotation du champ magnétique tournant du stator et la vitesse de rotation réelle du rotor. Le glissement (S) est défini par l'équation suivante :

$$S = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1.1)$$

où ω_s est la vitesse de synchronisme du champ magnétique tournant du stator et ω_r est la vitesse de rotation réelle du rotor. Cette différence permet aux machines multiphasées de fonctionner comme des moteurs ou des génératrices, en ajustant la vitesse du rotor pour minimiser le glissement et optimiser le transfert de puissance [\(CaronandHautier \[1995\]\)](#).

On conclue, les machines multiphasées exploitent les avantages d'une configuration à plusieurs phases pour répondre à des exigences spécifiques en termes de performance, de contrôle et d'efficacité énergétique, tout en offrant une alternative robuste aux machines triphasées traditionnelles dans divers domaines industriels et commerciaux [\(MahieddineandSaid \[2016\]\)](#).

1.2.5 Types de machine asynchrone multiphasé

À ses débuts, l'alimentation des machines asynchrones triphasées reposait sur le contrôle des interrupteurs (transformateurs de tension). Cependant, avec l'augmentation de la puissance, des problèmes sont survenus, notamment concernant l'appareil et l'onduleur. Parmi ces problèmes, on compte les grands courants qui nécessitaient d'être commutés par les interrupteurs intégrés à l'onduleur. Souvent, il était nécessaire de connecter plusieurs structures en parallèle, et l'augmentation de la tension était requise pour réduire les courants nécessaires à la conversion d'une certaine puissance.

Les onduleurs de tension PWM imposent des gradients de tension élevés, accélérant ainsi le vieillissement des isolants. La diminution des tensions de commutation est rendue possible par l'utilisation d'une structure à plusieurs niveaux, conduisant à l'émergence de machines à plus de trois phases. Ces machines, également connues sous le nom de "machines multi-phasées" ou "machines à nombre de phases élevé", présentent une alternative convaincante pour soulager les contraintes (*BENALIA [2010]*).

À la fin des années 1920, les machines multi-phasées ont fait leur apparition pour la première fois dans le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Selon le nombre de phases statoriques, qu'il soit un multiple de trois ou non, nous distinguons les deux catégories suivantes :

1. Machines multi-phasées de type "1" :

Les machines multi-phasées de type "1" se distinguent par le nombre (q) de phases du stator, qui doit être un multiple de trois pour être regroupé en (n) étoiles triphasées. En d'autres termes, le nombre de phases peut être égal à (3) pour une configuration triphasée classique, (6) pour une configuration hexa-phasée, (9) pour une configuration nona-phasée, et ainsi de suite.

L'utilisation d'un nombre de phases supérieur à trois présente des avantages significatifs, tels qu'une meilleure répartition des harmoniques, une réduction des ondulations de couple et une amélioration de la densité de puissance. Chaque configuration de nombre de phases offre des caractéristiques spécifiques en termes de performances et d'applications, pouvant être adaptée en fonction des besoins particuliers du système.

Partant de l'équation $q = 3n$ (où $n = 1, 2, 3, \dots$), il est possible d'obtenir plusieurs configurations pour un nombre de phases donné en utilisant un décalage angulaire entre deux bobines voisines. Pour différencier ces configurations, nous introduisons un nombre équivalent de phases (q_α), défini par la relation suivante :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (1.2)$$

Où :

α : représente le degré de décalage angulaire.

Cette approche offre une flexibilité accrue dans la conception des systèmes multi-phasés, permettant une personnalisation optimale pour répondre aux exigences spécifiques du système.

De plus, il est important de noter que le choix du nombre de phases et du décalage angulaire peut également avoir des implications sur l'efficacité énergétique, la stabilité et la régulation du système électrique.

Le tableau suivant met en évidence la diversité des configurations possibles pour les machines de type "1", soulignant l'importance du choix du

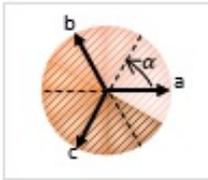
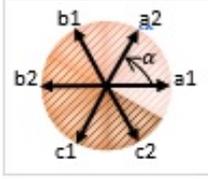
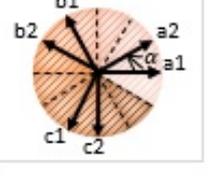
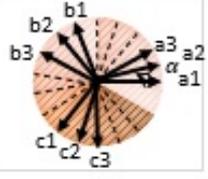
Nombres de phases(q)	Nombre équivalent de phase (q_{α})	Décalage angulaire (α)degré	Représentation des axes bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	

TABLE 1.1 – Machines multi-phasées de Type 1

nombre de phases et du décalage angulaire pour répondre aux exigences spécifiques des applications, telles que les systèmes de propulsion électrique, les éoliennes, les véhicules électriques, etc.

2. Machines Multiphasées de Type 2 :

Les machines multiphasées de type 2 se distinguent par un nombre impair de phases du stator, noté q . Contrairement aux machines de type 1, qui requièrent un nombre de phases multiple de trois, les machines de type 2 peuvent avoir un nombre de phases impair tel que 5, 7, 9, etc. Ces machines présentent des configurations spécifiques qui tirent parti des avantages associés aux nombres de phases impairs. Elles offrent une meilleure résilience aux défauts, une régulation de tension améliorée et une réduction des ondulations de couple par rapport aux machines triphasées classiques.

Les machines multiphasées de type 2 sont couramment utilisées dans des applications où ces avantages sont cruciaux, telles que les systèmes de propulsion électrique, les éoliennes, les véhicules électriques, etc. Le tableau suivant résume quelques exemples de ce modèle :

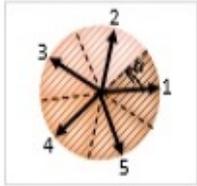
Nombres de phases(q)	Nombre équivalent de phase (q_a)	Décalage angulaire (α)degré	Représentation des axes bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	

TABLE 1.2 – Machines multi-phasées de Type 2

1.3 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES

1.3.1 Avantages

Les machines multiphasées, telles que les machines asynchrones double étoile (MASDE), présentent plusieurs avantages significatifs :

- Réduction des Pulsations de Couple** : Les machines multiphasées réduisent les pulsations de couple par rapport aux machines triphasées, améliorant ainsi la qualité de fonctionnement en réduisant le bruit et les vibrations indésirables [\(Lipo \[1999\]\)](#).
- Tolérance aux Pannes** : Elles sont plus tolérantes aux pannes : même en cas de défaillance d'une phase, les autres phases peuvent continuer à fonctionner, assurant ainsi la continuité du service [\(Leviet al. \[2013\]\)](#). Cette robustesse est cruciale dans des applications critiques comme les systèmes de propulsion maritime et les véhicules électriques.
- Densité de Puissance Élevée** : Les machines multiphasées peuvent atteindre une densité de puissance plus élevée, essentielle pour les applications où l'espace et le poids sont des contraintes, comme dans les véhicules électriques et les éoliennes [\(Baoming \[2013\], Muyeen \[2010\]\)](#).

4. **Flexibilité de Contrôle** : La structure multiphasé offre une flexibilité accrue dans les techniques de contrôle. Les méthodes de contrôle vectoriel et de modulation de largeur d'impulsion (PWM) peuvent être adaptées pour optimiser les performances des machines multiphasées, permettant un contrôle précis du couple et de la vitesse ([Kumar and Iqbal \[2015\]](#), [Abdel \[2012\]](#)).

1.3.2 Inconvénients

Cependant, malgré leurs nombreux avantages, les machines multiphasées présentent quelques inconvénients importants :

1. **Complexité Accrue** : La complexité accrue de leur conception et de leur contrôle par rapport aux machines triphasées augmente les coûts de développement et de maintenance ([Belkacem \[2015\]](#)).
2. **Coût Élevé** : En raison du nombre supplémentaire de phases, les composants et les systèmes de contrôle des machines multiphasées sont généralement plus coûteux.
3. **Problèmes de Synchronisation** : Elles peuvent rencontrer des problèmes de synchronisation entre les phases en cas de défaillance ou de dysfonctionnement, ce qui peut entraîner des déséquilibres et des perturbations dans le système ([Hussain \[2019\]](#)).

1.4 FONCTIONNEMENT EN MODE DÉGRADÉ DES MACHINES MULTIPHASÉES

Le fonctionnement en mode dégradé est une caractéristique essentielle des machines multiphasées, particulièrement dans des applications où la continuité de service est nécessaire. En cas de défaillance d'une phase, les machines multiphasées peuvent continuer à fonctionner avec les phases restantes, bien que de manière moins efficace ([Scelbaet al. \[2014\]](#)). Cette capacité de fonctionnement en mode dégradé améliore la fiabilité globale du système et réduit les risques de pannes complètes.

1.4.1 Concept et Défis du Mode Dégradé

Les modes dégradés d'une machine électrique peuvent survenir à différents niveaux, notamment au niveau d'un ou plusieurs bras des convertisseurs statiques. Ces dégradations peuvent inclure l'ouverture de circuits, le court-circuit de l'interrupteur, ou encore des défaillances au niveau du système de commande. Ces défauts entraînent des perturbations dans la circulation des courants électriques et génèrent des ondulations de couple, ce qui affecte la fiabilité et la performance globale de la machine ([Izard \[2012\]](#)).

Lorsqu'une ou plusieurs phases sont défaillantes, la machine multiphasée peut continuer à fonctionner, bien que de manière moins efficace. Cela permet de maintenir la continuité de service et d'éviter une panne complète du système. Une stratégie couramment adoptée pour minimiser les ondulations de couple dans une machine asynchrone multiphasée consiste à réalimenter la machine en étoile, en tenant compte des phases affectées. Cette approche permet de retrouver une structure équilibrée et d'optimiser le couple électromagnétique tout en réduisant les pertes.

1.4.2 Stratégies et Solutions Proposées

Des chercheurs, tels que Monique Izard, ont proposé diverses méthodes pour améliorer la tolérance aux défauts dans les machines multiphasées. Ces solutions visent à maximiser le couple électromagnétique tout en minimisant les ondulations de couple et les pertes énergétiques. Par exemple, une stratégie consiste à réajuster les tensions d'alimentation afin de compenser les phases défaillantes et de maintenir des performances acceptables [\(Izard \[2012\]\)](#).

D'autres chercheurs, comme Kroutikova et al., ont proposé des contrôles tolérants aux défauts dans les systèmes de propulsion multiphasés. Leur approche consiste à utiliser des algorithmes de contrôle avancés qui détectent et compensent automatiquement les défaillances de phase pour assurer un fonctionnement continu et stable [\(Kroutikova et al. \[2008\]\)](#). Cette méthode permet de maintenir un couple constant et de réduire les ondulations de couple même en présence de défauts.

Par ailleurs, Scelba et al. ont étudié l'impact des défauts de phase sur les performances des machines multiphasées et ont proposé des solutions basées sur la reconfiguration des enroulements du stator. En ajustant les connexions des enroulements en réponse aux défauts détectés, ils ont pu améliorer la tolérance aux défauts et maintenir des performances acceptables [\(Scelba et al. \[2014\]\)](#).

Les travaux de Xu et Wang se concentrent sur l'utilisation de techniques de modulation vectorielle pour minimiser les pertes de puissance et les ondulations de couple dans les machines multiphasées. Leur approche permet une gestion efficace des défauts en ajustant dynamiquement les vecteurs de modulation pour compenser les phases défaillantes [\(XuandWang \[2013\]\)](#).

Ces stratégies et solutions contribuent à améliorer la fiabilité et la robustesse des systèmes multiphasés, en particulier dans des applications critiques où la continuité de service est primordiale.

1.4.3 Applications et Performances

En condition de fonctionnement normal, les tensions d'alimentation sont imposées de manière à ce que les courants soient régulièrement décalés en phase et en valeur maximale. Sous ces conditions et pour des charges nominales, la puissance mécanique délivrée à l'arbre est optimale [\(Levi \[2018\]\)](#). En mode dégradé, les stratégies de contrôle doivent adapter les courants pour compenser la perte de phases et minimiser l'impact sur la puissance mécanique délivrée [\(Scelba \[2016\]\)](#).

De plus, des techniques telles que la reconfiguration dynamique des enroulements du stator peuvent être employées pour redistribuer les charges et optimiser le fonctionnement malgré les défaillances. Cette approche permet non seulement de prolonger la durée de vie de la machine, mais aussi de réduire les pertes énergétiques et d'améliorer l'efficacité globale du système.

Ainsi, le fonctionnement en mode dégradé des machines multiphasées repose sur des solutions innovantes pour assurer une continuité de service et des performances élevées. Les avancées en modélisation et contrôle permettent de gérer efficacement les défaillances, assurant ainsi une fiabilité accrue des systèmes électriques. Ces améliorations sont particulièrement importantes dans les applications critiques telles que l'aéronautique, le spatial, et les véhicules électriques, où la tolérance aux défauts et la continuité de service sont essentielles pour la sécurité et la performance [\(XuandWang \[2013\]\)](#).

1.5 LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE "MASDE"

1.5.1 Généralité sur la MASDE

La machine asynchrone double étoile est un type particulier de machine multiphasée qui se compose de deux enroulements stator triphasés fixes disposés en deux étoiles distinctes. Ces étoiles sont alimentées par un système de tensions équilibrées, créant un champ magnétique glissant dans l'entrefer entre elles. Au centre, le rotor est constitué d'une cage d'écureuil formée de barres conductrices court-circuitées par des anneaux comme illustré à la figure (1.5).



FIGURE 1.5 – La machine asynchrone double étoile

Lorsqu'elle est alimentée, la rotation du champ magnétique induit des courants dans la cage du rotor, générant ainsi le couple nécessaire au fonctionnement de la machine. Cette configuration est largement utilisée dans les systèmes de propulsion électrique et d'autres applications industrielles avancées en raison de ses propriétés électromagnétiques uniques. Le stator joue un rôle principale en générant le champ magnétique rotatif, tandis que le rotor à cage d'écureuil offre simplicité, durabilité et coût abordable.

1.5.2 Principe de fonctionnement de MADE

Un champ tournant est généré à la vitesse de synchronisme w_s par les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement "1" du stator de la machine. Ce champ est essentiel pour induire le mouvement rotatif du rotor et assurer le fonctionnement synchronisé de la machine. Un deuxième champ tournant, également à la vitesse de synchronisme w_s , est créé par les courants triphasés alimentant l'enroulement "2" du même stator, mais avec un décalage spatial de $\alpha = \pi/6$ par rapport à l'enroulement "1".

Ce décalage angulaire est une caractéristique clé de la conception de la machine asynchrone double étoile. L'interaction de ces deux champs tournants dans le stator crée un champ magnétique résultant variant dans le temps, induisant ainsi des courants dans le rotor et produisant le couple nécessaire au fonctionnement de la machine.

La synchronisation précise de ces champs tournants est essentielle pour assurer un rendement optimal et une performance stable de la machine asynchrone double étoile.

Les courants induits dans le rotor par ces deux champs rotatifs génèrent des forces électromotrices qui font tourner le rotor à une vitesse w_r inférieure à la vi-

tesse synchronique w_s , réduisant ainsi l'écart de vitesse entre le rotor et le champ tournant statorique.

1.6 MODÉLISATION DE MASDE CONSIDÉRANT L'EXISTENCE D'HARMONIQUES SPATIALES

1.6.1 Le concept de modélisation

La modélisation joue un rôle très important dans le processus de développement d'une machine électrique. Grâce aux avancées en informatique et en génie logiciel, il est désormais possible d'entreprendre une modélisation performante, prenant en compte l'optimisation des machines électriques.

La modélisation quantifie les paramètres, orientant ainsi le développement, tout en fournissant une vision précieuse des comportements anticipés des machines, au-delà de ce qui peut être observé expérimentalement. Trois étapes sont nécessaires pour obtenir le modèle d'un système : sélectionner le modèle, déterminer ses paramètres, puis vérifier sa validité.

Les machines électriques sont souvent représentées mathématiquement par des modèles d'entrées-sorties sous forme de fonctions de transfert ou de modèles plus généraux, conduisant à des équations nécessitant parfois des calculs complexes. Cependant, ces équations rendent compte avec précision du comportement des machines tournantes.

Parmi les nombreux modèles développés pour modéliser des machines électriques, on peut citer la méthode des éléments finis (FEM) (*HALEM* [2015]; *Saraoui* [2010]; *Barakat* [1995]) et la méthode de multi-enroulements (*KhatirandHemsas* [2007]), deux méthodes couramment utilisées pour étudier la machine en cas de dysfonctionnement.

Ce travail vise à formuler un modèle général d'une machine à cage d'écu-reuil à six phases, basé sur la représentation de multi-enroulements, actuellement utilisée en modélisation à des fins de diagnostic, intégrant la prise en compte de défauts et le calcul des inductances appropriées.

Pour faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine, certaines hypothèses sont posées, telles que la négligence des frottements et des pertes joules, l'annulation des courants de Foucault, l'absence de phénomène de l'effet de peau, et la perméabilité relative du fer considérée comme infinie. De plus, l'étude suppose l'isolation hypothétique des barres rotoriques les unes des autres, permettant ainsi de simplifier l'analyse en éliminant les courants inter-barres et leur impact sur la cage rotor.

1.6.2 Modèle d'état de la MASDE

(a) Les équations de tension

Dans le cadre de notre machine, le stator est composé de deux enroulements triphasés avec deux neutres isolés. Ces neutres ne sont pas connectés aux courants statoriques et ne peuvent donc pas contenir de composantes homopolaires. Ainsi, pour simplifier les équations du stator, nous exprimons les grandeurs sous forme de tensions composées, éliminant ainsi la tension neutre, (voir figure 1.6).

Cette configuration à six phases offre des avantages significatifs en termes de performances et de flexibilité dans le contrôle de la machine. Elle permet

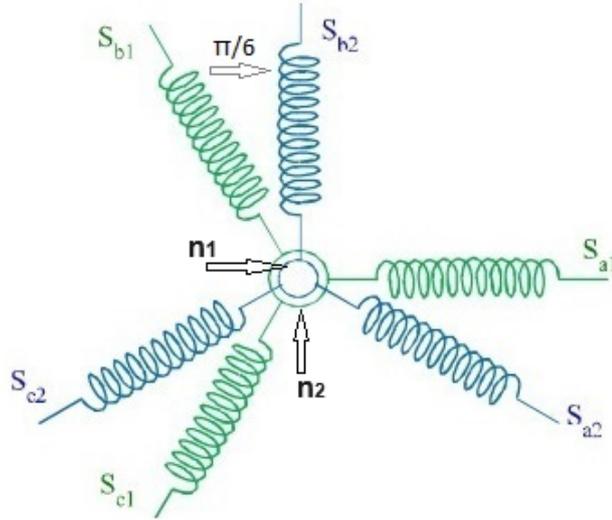


FIGURE 1.6 – Les phases statoriques de MASDE

une meilleure répartition des courants, réduisant les ondulations et améliorant la robustesse de la machine face à d'éventuels défauts. De plus, la présence de deux neutres isolés contribue à la stabilité du système en éliminant les composantes homopolaires indésirables.

En représentant le stator de la machine à six phases de cette manière, nous simplifions l'analyse du système électrique et facilitons la compréhension des interactions entre les différents composants. Cette modélisation du stator constitue une étape importante dans la construction d'un modèle complet de la machine asynchrone double étoile à six phases, prenant en compte ses caractéristiques spécifiques pour une performance optimale.

Les équations de tension pour la machine asynchrone double étoile à six phases sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa1} = V_m \cos(\omega t) \\ V_{sb1} = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc1} = V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sa2} = V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sb2} = V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc2} = V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.3)$$

Où les tensions composées sont représentées par le vecteur suivant :

$$V_{abc} = [V_{sa1} - V_{sb1}, V_{sb1} - V_{sc1}, V_{sa2} - V_{sb2}, V_{sb2} - V_{sc2}] \quad (1.4)$$

La forme matricielle des équations de tension peut être exprimée comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] + [V_n] \quad (1.5)$$

Où :

$[V_s]$: contient les tensions des deux enroulements statoriques :

$$[V_s] = [V_{sa1}, V_{sb1}, V_{sc1}, V_{sa2}, V_{sb2}, V_{sc2}]^t \quad (1.6)$$

$[R_s]$: contient les résistances statoriques (toutes égales) :

$$[R_s] = [R_{sa1}, R_{sb1}, R_{sc1}, R_{sa2}, R_{sb2}, R_{sc2}]^t \quad (1.7)$$

$[I_s]$: contient les courants traversant les deux enroulements statoriques :

$$[I_s] = [i_{sa1}, i_{sb1}, i_{sc1}, i_{sa2}, i_{sb2}, i_{sc2}]^t \quad (1.8)$$

$[\phi_s]$: contient les flux des deux enroulements statoriques :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (1.9)$$

Les matrices $[L_s]$ et $[M_{sr}]$ représentent respectivement les inductances statoriques et les inductances mutuelles statoriques-rotoriques et peuvent être formulées comme suit :

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{sa1} & M_{sa1a2} & M_{s1} & M_{sa1b2} & M_{s1} & M_{sa1c2} \\ M_{sa1a2} & L_{sa2} & M_{sb1a2} & M_{s2} & M_{sc1a2} & M_{s2} \\ M_{s1} & M_{sb1a2} & L_{sb1} & M_{sb1b2} & M_{s1} & M_{sb1c2} \\ M_{sa1b2} & M_{s2} & M_{sb1a2} & L_{sb2} & M_{sc1b2} & M_{s2} \\ M_{s1} & M_{sc1a2} & M_{s1} & M_{sc1b2} & L_{sc1} & M_{sc1c2} \\ M_{sa1c2} & M_{s2} & M_{sb1c2} & M_{s2} & M_{sc1c2} & L_{sc2} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Avec :

$[L_{s_q}]$: qui sont les inductances des phases statoriques (toutes égales).

$[M_{s_q}]$: qui sont les inductances de magnétisation des phases statoriques.

$M_{s_q s_q}$: qui sont les inductances mutuelles entre les phases statoriques.

De plus, la matrice $[M_{sr}]$ est définie comme suit :

$$\mathbf{M}_{sr} = \begin{bmatrix} M_{sa1r1} & M_{sa1r2} & M_{sa1r3} & \cdots & M_{sa1r_{nb}} \\ M_{sa2r1} & \cdots & \cdots & \cdots & M_{sa2r_{nb}} \\ M_{sb1r1} & \cdots & \cdots & \cdots & M_{sb1r_{nb}} \\ M_{sb2r1} & \cdots & \cdots & \cdots & M_{sb2r_{nb}} \\ M_{sc1r1} & \cdots & \cdots & \cdots & M_{sc1r_{nb}} \\ M_{sc2r1} & \cdots & \cdots & \cdots & M_{sc2r_{nb}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Où :

$[M_{s_q r_n}]$: qui sont les inductances mutuelles entre les phases statoriques et les mailles rotoriques.

Les tensions $[V_n]$ contiennent les deux tensions des neutres d'enroulements statoriques :

$$[V_n] = \begin{bmatrix} V_{n1,2} \\ V_{n2,1} \end{bmatrix}^t \quad (1.12)$$

Pour l'annulation des tensions entre les neutres de machines et les neutres d'alimentation, on peut utiliser les tensions composées suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{sa1b1} \\ v_{sb1c1} \\ v_{sa2b2} \\ v_{sb2c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -R_s & 0 & 0 \\ R_s & 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & -R_s \\ 0 & 0 & R_s & 2R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa1} \\ \psi_{sb1} \\ \psi_{sa2} \\ \psi_{sb2} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Dans le rotor à cage d'écureuil, nous supposons que le circuit électrique formé des mailles rotoriques (où les barres du rotor et les portions d'anneaux de court-circuit se représentent par leur résistance et leur inductance correspondante) soit se représentent comme une bobine à une spire, et la cage du rotor assimilée à $(N_b + 1)$ mailles identiques, (voir figure 1.7).

Les équations des tensions rotoriques peuvent s'écrire comme suit :

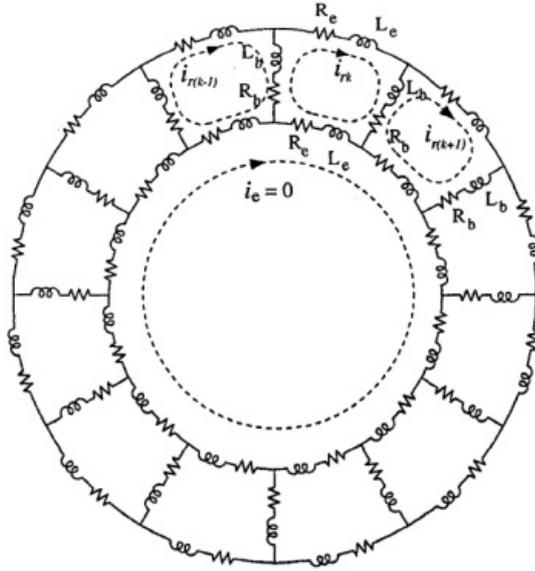


FIGURE 1.7 – Les circuits électriques équivalents aux mailles rotoriques

$$\begin{bmatrix} [v_r] \\ [v_e] \end{bmatrix} = [0] = \begin{bmatrix} [R_r] & \dots & -R_e \\ -R_e & \dots & n_b R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_r] \\ [i_e] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\psi_r] \\ [\psi_e] \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Où $[I_r]$ contiennent les courants des mailles rotoriques :

$$[I_r] = [i_{r_1}, i_{r_2}, i_{r_3}, \dots, i_{r_{n_b}}]^t \quad (1.15)$$

La matrice $[R_r]$ a des dimensions $(n_b \times n_b)$ et contient les résistances rotoriques et annexes :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_e + R_b) & -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & 2(R_e + R_b) & -R_b & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -R_b & 2(R_e + R_b) & -R_b & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -R_b & 2(R_e + R_b) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2(R_e + R_b) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Avec :

(R_b) : qui est la résistance d'un barreau de la cage rotorique.

(R_e) : qui est la résistance d'une portion d'anneau.

Les flux rotoriques sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [\psi_r] \\ [\psi_e] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{r_s}] & \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_e] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_r] & \dots & L_e \\ \dots & \dots & \\ L_e & \dots & n_b L_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_r] \\ [i_e] \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Où la matrice $[L_r]$ de dimensions $(n_b \times n_b)$ contient les inductances roto-

riques :

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{m_r} + 2(L_e + L_b) & M_{r_1 r_2} - L_b & M_{r_1 r_3} & \dots & M_{r_1 r_{n_b}} - L_b \\ M_{r_2 r_1} - L_b & L_{m_r} + 2(L_e + L_b) & M_{r_2 r_3} - L_b & \dots & M_{r_2 r_{n_b}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{r_{n_b} r_1} - L_b & M_{r_{n_b} r_2} & M_{r_{n_b} r_3} & \dots & L_{m_r} + 2(L_e + L_b) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Avec :

(L_b) : représentant l'inductance d'un barreau de la cage rotorique.

(L_e) : représentant l'inductance d'une portion d'anneau.

(L_{m_r}) : représentant l'inductance de magnétisation rotorique.

(M_{rnrn}) : représentant l'inductance mutuelle rotorique.

Il est important de noter que la matrice des inductances mutuelles rotoriques-statoriques M_{r_s} est équivalente à la matrice des inductances mutuelles rotoriques-statoriques M_{s_r} .

(b) Les équations mécaniques

L'équation mécanique d'un moteur varie en fonction des charges qui lui sont appliquées. En général, elle résulte de la solution de l'équation fondamentale de la dynamique, exprimée comme suit :

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r) \quad (1.19)$$

Où :

p : qui est le nombre de paires de pôles.

J : qui est l'inertie du système.

C_{em} : qui est le couple électromagnétique.

C_r : qui est le couple résistant.

$\frac{dw_r}{dt}$: représente la variation de la vitesse du rotor par rapport au temps.

Pour calculer le couple électromagnétique, on utilise la dérivée partielle de la co-énergie par rapport à l'angle mécanique. Cela peut être exprimé comme :

$$C_{em} = [i_s]^T \frac{\partial [M_{s_r}]}{\partial \theta_{mec}} [i_r] \quad (1.20)$$

Où :

$[i_s]$: qui est le vecteur des courants statoriques.

$[i_r]$: qui est le vecteur des courants rotoriques.

$\frac{\partial [M_{s_r}]}{\partial \theta_{mec}}$: qui est la dérivée partielle de l'inductance mutuelle statorique-rotorique par rapport à l'angle mécanique.

Cette équation nous donne une mesure du couple généré par les courants statoriques et rotoriques en fonction de l'angle mécanique du système. Elle est cruciale pour comprendre le comportement dynamique d'une machine électrique et est utilisée dans la modélisation et la simulation des moteurs électriques.

1.6.3 Détermination des inductances par l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (WFM)

Nous entrons désormais dans une phase cruciale de notre étude, car nous abordons l'approche fondamentale de notre modélisation des inductances de la

machine électrique : l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (WFM). Cette méthode sera essentielle pour calculer les inductances propres et mutuelles, des paramètres fondamentaux dans la modélisation de machines électriques.

1. présentation de l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (WFM)

L'approche de la fonction d'enroulement modifiée, proposée initialement par "Rankin" en 1965 [\(Razieet al. \[2017\]\)](#), a été développée davantage par d'autres chercheurs, dont "Alkasab" en 1998 [\(Al – NuaimandToliyat \[1998\]\)](#). Cette méthodologie s'avère particulièrement adaptée pour prendre en compte les saillances d'entrefer dans le cas de machines à entrefer non uniforme.

L'objectif principal de cette approche est de considérer uniquement le modèle d'enroulement et la géométrie de l'entrefer pour calculer les inductances propres et mutuelles de manière simple. Elle permet d'éviter la nécessité de prendre en compte le courant dans le système, en faisant l'hypothèse d'un noyau avec une perméabilité infinie.

Cette méthode de calcul d'inductance est largement utilisée dans la littérature scientifique en raison de sa simplicité et de sa capacité à garantir une représentation précise de la géométrie réelle de la machine considérée. Elle a été initialement appliquée pour évaluer les performances des machines à induction à entrefer constant, puis étendue à divers types de moteurs, y compris les moteurs linéaires et triphasés à cage d'écureuil.

Notamment, "Toliyat" a souligné dès 1992 la possibilité d'utiliser cette approche pour le diagnostic des défauts internes de la machine, élargissant ainsi son utilité dans le domaine de la détection de divers défauts [\(Kaikaa \[2010\]\)](#).

2. principe de l'approche de la fonction d'enroulement modifié (WFM)

pour la conversion d'énergie, toutes les machines asynchrones reposent sur des champs magnétiques. Afin de créer une distribution de champ de densité de flux magnétique dans la zone séparant le stator du rotor (l'entrefer), des enroulements sont disposés sur un élément fixe (le stator) et sur un élément tournant (le rotor). En étudiant directement les champs électromagnétiques, les équipements électriques peuvent être analysés pour mieux comprendre leur flux, leur densité de courant, leurs distributions de force, ainsi que les points de forts potentiels. Cependant, l'analyse des machines en tant que champ magnétique est un problème complexe nécessitant des calculs complexes. Même avec des modèles simplifiés, la géométrie des machines électriques engendre généralement des conditions aux limites complexes. Cela rend l'utilisation de l'approche de la fonction d'enroulement plus pratique, simplifiant grandement les problèmes présents [\(Al – NuaimandToliyat \[1997\]\)](#).

Les enroulements forment des bobines à une ou plusieurs spires en série circulaire, placées dans des encoches de sorte que la fonction d'enroulement modifiée calcule l'inductance à partir de la répartition de ces enroulements. Une position aléatoire est choisie pour le stator, définie comme référence avec l'angle (θ_s), pour le chemin fermé ($abcd$), comme indiqué sur la figure (1.8).

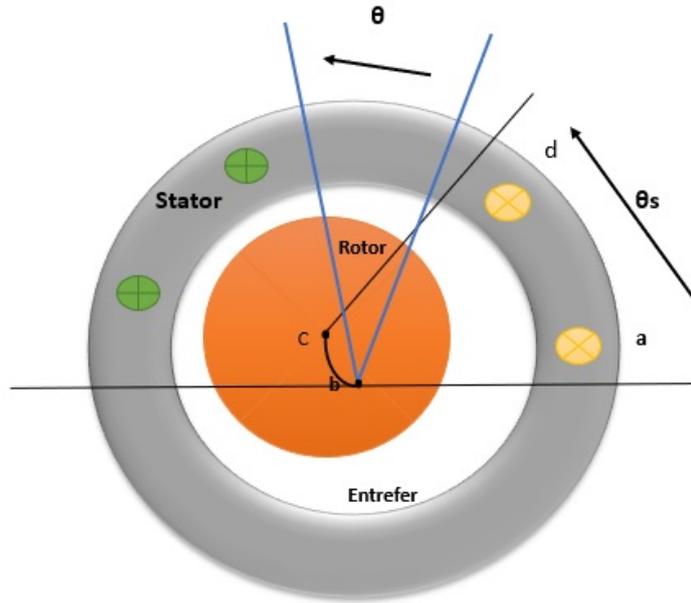


FIGURE 1.8 – Représentation de distribution d'enroulement dans la machine asynchrone

Dans ce contexte, (a) et (b) représentent deux enroulements avec un courant (i) entrant [\[ToliatandLipo \[1995\]\]](#).

Les points (a) et (d) sont situés sur le stator correspondant à angles "0", " θ " respectivement et les points (b) et (c) sont situés sur le rotor.

Le champ magnétique (H) produit par la densité de courant (J) en tout lieu est déterminé en appliquant le théorème d'Ampère au contour fermé ($abcd$), et le résultat est le suivant :

$$\int_{abcd} H.dl = \int_s J.ds \quad (1.21)$$

Sur le contour fermé ($abcd$), (dl) indique un déplacement élémentaire et (S) est la surface délimitée par le chemin ($abcd$).

La formule (1.21) peut être remplacée par une fonction du nombre de spires enfermées par le contour ($abcd$), parcourues par le même courant (i) comme suit :

$$\int_{abcd} H.dl = n(\theta_s, \theta).i \quad (1.22)$$

La fonction $n(\theta_s, \theta)$ est appelée la fonction de distribution ou la fonction de tours et représente le nombre de spires de l'enroulement délimité par le trajet ($abcd$).

Le courant (i_a) circule à travers les enroulements de la machine (a) et (b) (ou tout autre enroulement), ce qui fait que le MMF à travers l'entrefer prend la valeur suivante :

$$F_{ab}(0, \theta) + F_{bc}(\theta_s, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta) + F_{da}(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta).i \quad (1.23)$$

Le fer ayant une perméabilité très élevée, le champ est quasi inexistant. On peut donc accepter que (F_{bc}) et (F_{da}) soient nuls, et l'équation (1.23) se réécrit comme suit :

$$F_{ab}(0, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta) = n(\theta_s, \theta).i \quad (1.24)$$

Après avoir effectué la division par la fonction d'entrefer $g(\theta_s - \theta)$ et l'intégration de cette équation dans l'intervalle $(0 \leq \theta_s \leq 2\pi)$, nous obtenons :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta) + F_{cd}(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s - \theta)} \equiv \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s - \theta)} \quad (1.25)$$

D'après le théorème de Gauss, on pose :

$$\int_s B \cdot dS = 0 \quad (1.26)$$

Où $\langle B \rangle$ est la densité de flux.

On va réécrire l'équation (1.26) en utilisant l'intensité du champ magnétique $\langle H \rangle$:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^l u_0 \cdot H(\theta_s - \theta) \cdot r dl d\theta_s \equiv 0 \quad (1.27)$$

Où :

(l) : qui est la longueur de machine.

(r) : qui est le rayon intérieur du stator.

La FMM, ou Force Magnétomotrice (ou en anglais, Magnetic Motive Force), est une grandeur utilisée en électromagnétisme pour décrire le champ magnétique créé par un circuit magnétique. Elle est souvent notée \mathcal{F} et mesurée en ampère-tours (At). Elle est essentiellement le produit du courant traversant un conducteur magnétique (généralement une bobine ou un enroulement) par le nombre de spires dans ce conducteur. Mathématiquement, elle est exprimée comme suit :

$$F = N \cdot I \quad (1.28)$$

Où :

F : qui est la force magnétomotrice en ampère-tours (At).

N : qui est le nombre de spires dans le conducteur.

I : qui est le courant en ampères (A).

Après avoir considéré que la FMM est le produit de la fonction d'entrefer définie pour toute position par l'intensité du champ magnétique, l'équation (1.27) devient :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{cd}(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s - \theta)} \equiv 0 \quad (1.29)$$

En utilisant ce résultat dans l'équation précédente (1.25), on arrive à :

$$\int_0^{2\pi} \frac{F_{ab}(0, \theta)}{g(\theta_s - \theta)} \cdot d\theta_s \equiv \int_0^{2\pi} \frac{n(\theta_s, \theta)}{g(\theta_s - \theta)} \cdot i \quad (1.30)$$

On définit la valeur moyenne de la fonction d'entrefer inverse $\langle g(\theta_s - \theta)^{-1} \rangle$, telle que :

$$\langle g(\theta_s - \theta) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\theta_s - \theta)^{-1} \cdot d\theta_s \quad (1.31)$$

Les deux équations (1.29) et (1.30) posées dans (1.24) nous donnent :

$$F_{ab}(\theta_s, \theta) \equiv \left(n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi \langle g(\theta_s - \theta) \rangle} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta) g(\theta_s - \theta)^{-1} d\theta_s \right) \cdot i \quad (1.32)$$

La fonction d'enroulement modifiée s'exprime en divisant les composantes de cette équation par le courant (i) :

$$N \equiv n(\theta_s, \theta) - \frac{1}{2\pi(g(\theta_s - \theta))} \int_0^{2\pi} n(\theta_s, \theta)g(\theta_s - \theta)^{-1}d\theta_s \quad (1.33)$$

Où :

$n(\theta_s - \theta)$: qui est la fonction relative au nombre de spires, appelée la fonction de distribution ou la fonction de tours.

$g(\theta_s - \theta)$: qui est la fonction d'entrefer.

Si l'on admet que l'entrefer est uniforme, par conséquent $g(\theta_s - \theta)^{-1}$ est constante, on obtient l'expression de la première forme de la fonction d'enroulement modifié ([ToliyatandLipo \[1995\]](#)) donnée par :

$$N(\theta_s - \theta) = n(\theta_s - \theta) - (n(\theta_s - \theta)) = n(\theta_s - \theta) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\theta_s - \theta).d\theta_s \quad (1.34)$$

La MMF le long de l'entrefer due au courant (i) circulant dans les enroulements (a) et (b) (n'importe quels enroulements de la machine) est de la forme :

$$F_a(\theta_s - \theta) = N(\theta_s - \theta).i_a \quad (1.35)$$

Avec $N(\theta_s - \theta)$ est la fonction d'enroulement modifié de l'enroulement (a). Le flux élémentaire traversant l'entrefer à travers un volume élémentaire de longueur $g(\theta_s - \theta)$ et de section ($rdld\theta_s$) est donné par l'expression suivante :

$$\psi_{ba} = u_0rl \int_0^{2\pi} N_b(\theta_s - \theta)F_a(\theta_s - \theta)g(\theta_s - \theta)^{-1}.d\theta_s \quad (1.36)$$

En divisant le flux à travers l'enroulement (b) par le courant à travers l'enroulement (a), l'inductance mutuelle se calcule comme suit :

$$L_{ba} = \frac{\psi_{ba}}{i_a} = u_0rl \int_0^{2\pi} n_b(\theta_s - \theta)N_a(\theta_s - \theta)g(\theta_s - \theta)^{-1}d\theta_s \quad (1.37)$$

Lorsque les enroulements (a) et (b) sont similaires, on observe :

$$L_{aa} = u_0rl \int_0^{2\pi} N_a(\theta_s - \theta)N_a(\theta_s - \theta)g(\theta_s - \theta)^{-1}.d\theta_s \quad (1.38)$$

En conséquence, nous pouvons déterminer si les enroulements sont fixes, en rotation ou en rotation les uns par rapport aux autres en examinant l'expression qui fournit les inductances mutuelles et les inductances de magnétisation.

1.6.4 Calcul des inductances considérant l'existence d'harmoniques d'espace

1. Calcul des inductances statoriques

1. L'inductance de magnétisation du stator :

La fonction de distribution d'un enroulement élémentaire situé dans le stator formé par (N_c) conducteurs est donnée par :

$$n(\theta_s - \theta) \equiv \begin{cases} N_c & \text{si } 0 \leq \theta_s \leq \alpha_s, \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.39)$$

Avec :

$$\alpha_s \equiv \frac{2\pi Q}{N_s} \quad \text{et} \quad Q = \frac{N_s}{2.p}$$

Où :

Q : qui est le nombre de dents par pas d'enroulement.

N_s : qui est le nombre d'encoques statoriques.

q : qui est le nombre de phases statoriques et égale à 6 pour notre machine hexaphasé.

i : qui est le nombre d'étoiles et est égal à "2" pour une machine à doubles étoiles.

Alors :

$$n_{sqi}(\theta_s - \theta) \equiv \sum_{j=0}^{p-1} \sum_{k=0}^{N_e-1} n(\theta_s + k \frac{2\pi}{N_s} + j \frac{2\pi}{p} - q \frac{2\pi}{3} - i\alpha) \quad (1.40)$$

En utilisant la série de Fourier pour la transformation de la fonction mentionnée précédemment, on obtient la fonction de distribution d'une phase (q) et d'étoiles (i) du stator par l'équation (1.41), laquelle est représentée par la figure (1.9) :

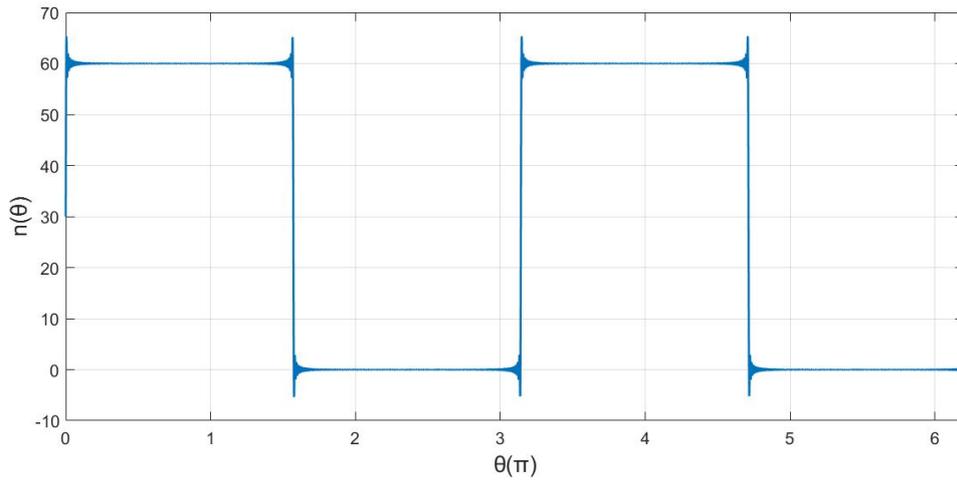


FIGURE 1.9 – La fonction de distribution d'une phase statorique avec nombre de conducteurs $N_c \equiv 60$

$$n_{sqi}(\theta_s - \theta) \equiv C_0 + \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos(hp(\theta - \theta_0) - q \frac{2\pi}{3p} - i\alpha) \quad (1.41)$$

Avec :

$$\begin{cases} K_{bh} = K_{rh} \cdot K_{dh} \\ K_{rh} = \frac{\sin(h.p.\pi.\frac{Q}{N_s})}{N_e \sin(h.p.\frac{\pi}{N_s})} \\ K_{dh} = \sin(h.p.\pi.\frac{Q}{N_s}) \\ C_0 = \frac{N_t Q}{N_s} \\ \theta_0 = (N_e - 1 + Q) \frac{\pi}{N_s} \end{cases}$$

Où :

h : qui est l'ordre d'harmonique d'espace introduit par la distribution des encoques statoriques.

N_e : qui est le nombre d'encoches par pôle et par phase.

N_s : qui est le nombre de spires en série par phase.

K_{rh} : qui est le coefficient de raccourcissement.

K_{dh} : qui est le coefficient de distribution.

K_{bh} : qui est le coefficient de bobinage.

En remplaçant les valeurs de l'équation (1.40) dans l'équation (1.34), on obtient la fonction d'enroulement de la phase (q) et d'étoiles (i) du stator :

$$N_{sqi}^{sain}(\theta_s) \equiv \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos \left(hp(\theta_s - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p} - i\alpha) \right) \quad (1.42)$$

D'après ce qu'on a trouvé à travers le résultat des calculs en l'équation (1.39), l'inductance de magnétisation pour un entrefer uniforme est calculée par :

$$I_{sqi}^{sain} = \frac{u_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_b(\theta_s - \theta) N_a(\theta_s - \theta) . d\theta_s \quad (1.43)$$

Enfin, par la substitution des deux valeurs $n_b(\theta_s - \theta)$ par $n_{sq_i}(\theta_s - \theta)$ dans l'équation (1.44) et $N_a(\theta_s - \theta)$ par $N_{sq_i}(\theta_s)$ dans l'équation (1.45), on arrive à la valeur de l'inductance de magnétisation de phase (q) et d'étoile (i) du stator :

$$L_{sq_i}(\theta_s - \theta) \equiv \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos \left(hp(\theta_s - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p} - i\alpha) \right) \quad (1.44)$$

$$L_{sq_i}(\theta_s) \equiv \frac{2N_t}{\pi p} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{K_{bh}}{h} \cos \left(hp(\theta_s - \theta_0 - q \frac{2\pi}{3p} - i\alpha) \right) \quad (1.45)$$

$$I_{sqi}^{sain} = \frac{u_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2 l}{p^2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{bh}^2}{h^2} + l_f \quad (1.46)$$

Où (l_f) est l'inductance de fuite d'encoche statorique.

2. Inductance mutuelle entre deux enroulements de stator :

De même manière et par développement de l'équation (1.37), on trouve :

$$M_{sqi}^{sain} = \frac{4u_0 r l}{g_0} \frac{N_t^2}{p^2} \sum_{h=1}^{+\infty} \frac{k_{bh}^2}{h^2} \cos(\Theta_0) \quad (1.47)$$

Où (Θ_0) est l'angle de décalage entre deux enroulements statoriques.

2. Calcul des inductances rotoriques

Comme mentionné précédemment, le rotor de cage d'écureuil se forme de (n_b) barres rotoriques qui sont identiques et régulièrement espacées et séparées les unes des autres par un angle mécanique (α_r). Afin d'utiliser la théorie de fonctions d'enroulement modifié, chaque maille rotorique est considérée comme une bobine à une seule spire parcourue par un courant (i_{rk}).

On développe en série de Fourier l'équation la fonction de distribution générale (remplacée par les paramètres rotoriques) pour obtenir la fonction de distribution d'une maille rotorique, voir figure (1.10) :

$$n_{r_k}(\theta_r) \equiv \frac{\alpha_r}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h} \cos\left(h\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right)\right) \quad (1.48)$$

Et la fonction d'enroulement par :

$$N_{rk}^{sain}(\theta_r) \equiv \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h} \cos(h(\theta_r - (k - \frac{1}{2})\alpha_r)) \quad (1.49)$$

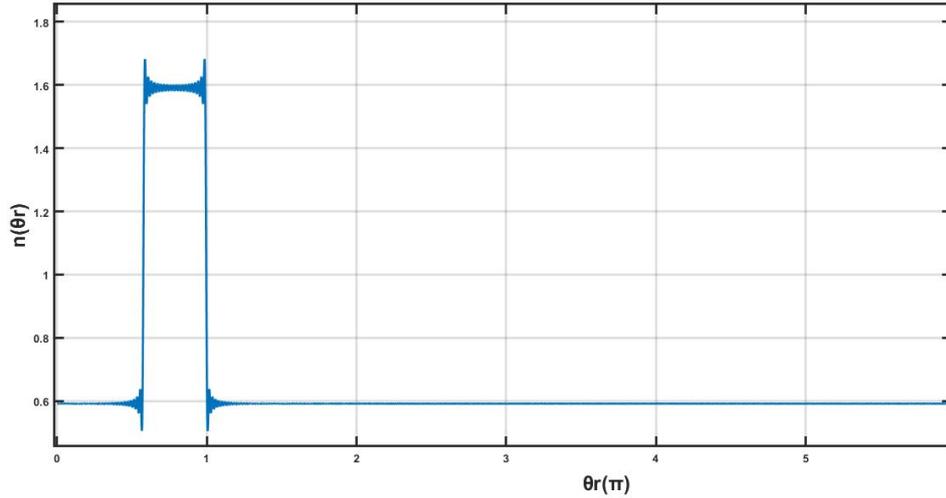


FIGURE 1.10 – La fonction de distribution d'une maille rotorique

1. Inductance de magnétisation rotorique :

pour trouver l'inductance de magnétisation rotorique d'une maille k , nous substituons les valeurs des équations (1.44) et (1.45) dans l'équation (1.35), qui nous donne :

$$L_{Mrk}^{sain} = \frac{4}{\pi} \frac{u_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h^2} \right)^2 \quad (1.50)$$

Où :

$$\alpha_r = \frac{2\pi}{n_b}$$

2. Inductance mutuelle rotorique :

Grâce aux flux du rotor à entrefer, les mailles du rotor sont connectées magnétiquement, et les inductances mutuelles entre une maille (j) et l'autre maille (k) vérifiées par :

$$M_{rjrk}^{sain}(\theta) = \frac{4}{\pi} \frac{u_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{rj}(\theta_s, \theta) N_{rk}(\theta_r, \theta) d\theta_s \quad (1.51)$$

(a) Pour deux mailles non adjacentes

$$M_{rjrk}^{sain} = \frac{4}{\pi} \frac{u_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h^2} \right)^2 \cos(h - (j - k))\alpha_r \quad (1.52)$$

(b) Pour deux mailles adjacentes :

$$M_{rjrk}^{sain} = \frac{4}{\pi} \frac{u_0 r l}{g_0} \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(h\frac{\alpha_r}{2})}{h^2} \right)^2 \cos(h\alpha_r) \quad (1.53)$$

3. Calcul des inductances mutuelles statoriques-rotoriques

Pour un entrefer constant et par le calcul de l'intégrale suivant :

$$M_{sqirk}^{\text{sain}}(\theta) = \frac{4}{\pi} \frac{u_0 r l}{g_0} \int_0^{2\pi} n_{sqi}(\theta_s, \theta) N_{rk}(\theta_r, \theta) d\theta_s \quad (1.54)$$

Nous déterminons l'inductance mutuelle entre une phase statorique (q) et une maille rotorique (k), comme représenté sur la figure (1.11), par l'équation suivante :

$$M_{sqirk}^{\text{sain}}(\theta) = \sum_{h=1}^{\infty} M_{sr}^{hp} \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + \left(k - \frac{1}{2} \right) \alpha_r - q \frac{2\pi}{3p} - i\alpha p \right) \quad (1.55)$$

Où :

$$M_{sr}^{hp} = \frac{4}{\pi} \frac{u_0 r l}{g_0} \frac{N_f^2}{p^2} \frac{k_b h}{h^2} \sin \left(\frac{hp\alpha_r}{2} \right) \quad (1.56)$$

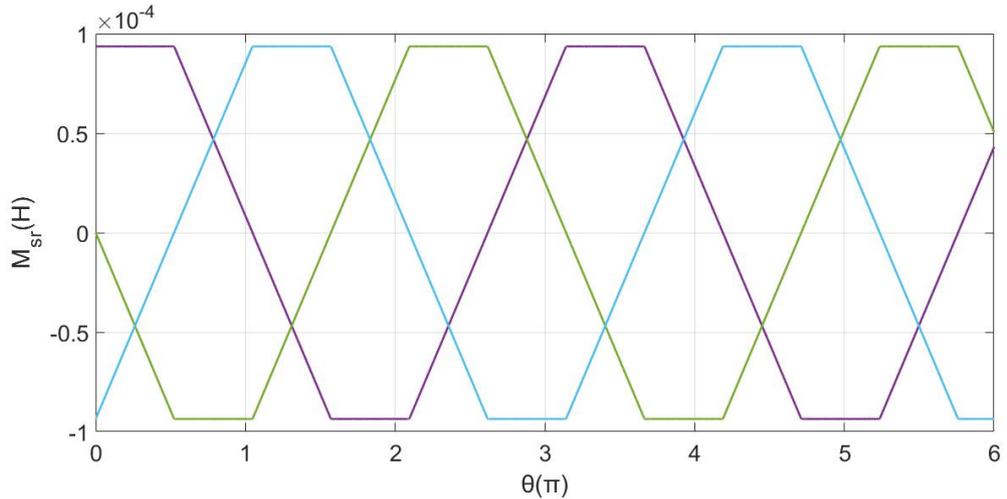


FIGURE 1.11 – Les inductances mutuelles statoriques-rotoriques

L'architecture électromécanique complexe de la MASDE offre un potentiel considérable dans diverses applications industrielles. Afin d'exploiter au mieux ses performances et d'assurer un contrôle efficace, il est impératif de comprendre en détail son comportement électromagnétique et d'appliquer des techniques de modélisation et d'analyse appropriées. Ce chapitre nous emmène au cœur de la MASDE couplée à un onduleur hexaphasé, explorant de manière méthodique les étapes cruciales nécessaires pour comprendre son comportement électromagnétique complexe.

1.7 MODÉLISATION DE LA PARTIE PUISSANCE DE LA MASDE

La modélisation de la partie puissance de la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE) constitue une étape cruciale dans notre exploration. Elle offre une représentation mathématique détaillée du comportement électromagnétique de la MASDE lorsqu'elle est couplée à un onduleur hexaphasé. Cette modélisation nous permet de comprendre les interactions complexes entre les composants électriques de la machine et de l'onduleur, offrant ainsi un aperçu précieux de la

manière dont la MASDE génère, convertit et contrôle l'énergie électrique. En détaillant les équations qui décrivent les caractéristiques électromagnétiques, nous établissons une base solide pour notre analyse ultérieure, ouvrant la voie à des stratégies de contrôle optimisées.

Une alimentation adéquate doit être capable de fournir une tension réglable en amplitude et fréquence instantanée pour permettre le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone à double étoile. Cette nécessité implique naturellement une action simultanée sur la fréquence du rotor, ce qui sera réalisé grâce à l'utilisation de convertisseurs spécifiques. Pour alimenter MASDE et convertir la tension continue en une tension alternative à six phases, un onduleur à six phases est utilisé.

1.7.1 L'onduleur de tension

Les convertisseurs, en particulier les onduleurs de tension, sont des appareils électroniques de grande puissance capables de fournir des courants et des tensions alternatifs à partir d'une source continue d'énergie électrique (DC/AC). Ces appareils sont largement utilisés dans le domaine de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple pour alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence variable (MLI) pour la variation de vitesse des machines électriques. Un onduleur hexaphasé est choisi pour alimenter la MASDE, offrant plusieurs avantages tels qu'une meilleure qualité de l'alimentation, une réduction des harmoniques, et une flexibilité accrue dans la gestion du système.

La plupart du temps, les onduleurs sont des structures en pont composées d'interrupteurs électroniques tels que les "IGBT", les transistors de puissance ou les thyristors, qui sont modulés pour produire le signal alternatif désiré par un jeu de commutations soigneusement contrôlées.

L'onduleur peut être commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais Pulse Width Modulation (PWM). Il existe plusieurs techniques de PWM, notamment la PWM sinus-triangle (STPWM) et la MLI vectorielle ou Space Vector PWM (SVPWM). Cette dernière est devenue très sollicitée par les industriels et les chercheurs en commande des machines électriques [\[Tabatabaeiet al. \[2004\]\]](#).

1.7.2 Association onduleur de tension – MASDE

Pour notre machine, nous utilisons un onduleur de tension constitué de six bras de commutation. Chaque bras est composé de deux cellules d'un thyristor (T) chacune. Tous ces thyristors sont considérés comme des commutateurs idéaux, comme illustré dans la figure (1.12).

Les phases de la machine sont couplées à deux neutres isolés, (n_1) et (n_2), qui correspondent respectivement aux neutres des étoiles "1" et "2".

La formule générale de la tension de sortie en fonction de $\langle F_{s_{qi}} \rangle$ pour les tensions statoriques des phases (q) et d'étoiles (i) est donnée par l'équation (1.57).

$$F_{s_{qi}} E = R_{s_{is_{qi}}} + \frac{d}{dt} \phi_{s_{qi}} + v_{n_i} \quad (1.57)$$

Où $F_{s_{qi}}$ est la fonction de connexion qui détermine si les commutateurs supérieurs sont fermés ou ouverts. Chaque fonction de chaque interrupteur est

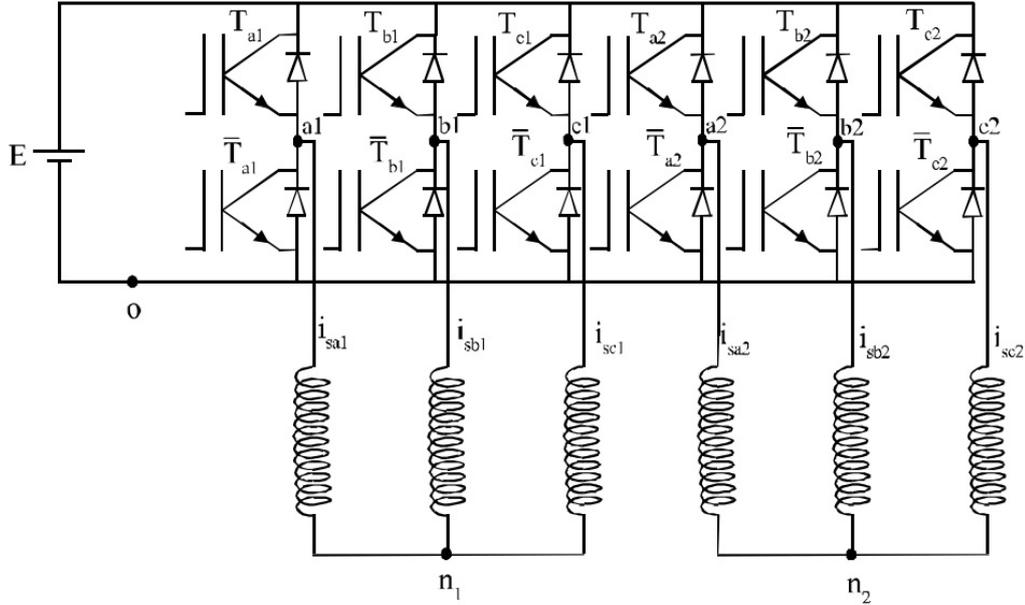


FIGURE 1.12 – Schéma d'un onduleur de tension hexaphasé de deux niveaux

établie à l'aide de la modélisation MLI [\(HabetlerandDivan \[1991\]\)](#). L'interrupteur est fermé si l'amplitude de tension de référence du signal triangulaire est supérieure à celle de chaque phase, sinon l'interrupteur est ouvert.

$$F_{sq_i} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } \bar{T}_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } \bar{T}_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad (1.58)$$

À partir des notations de la figure (1.13), on déduit les expressions des tensions de sortie par la somme des tensions de chaque ligne [\(ZhaolandLipo \[1995\]\)](#).

$$\begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sa2} \\ v_{sb1} \\ v_{sb2} \\ v_{sc1} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2F_{a1} & 0 & -F_{b1} & 0 & -F_{c1} & 0 \\ 0 & 2F_{a2} & 0 & -F_{b2} & 0 & -F_{c2} \\ -F_{a1} & 0 & 2F_{b1} & 0 & -F_{c1} & 0 \\ 0 & -2F_{a2} & 0 & F_{b2} & 0 & -F_{c2} \\ -F_{a1} & 0 & -F_{b1} & 0 & 2F_{c1} & 0 \\ 0 & -F_{a2} & 0 & -F_{b2} & 0 & 2F_{c2} \end{bmatrix} \quad (1.59)$$

Et les expressions des tensions des deux neutres sont données par l'équation (1.60).

$$\begin{cases} v_{n1} = \frac{1}{3}((F_{a1} + F_{b1} + F_{c1})E - \frac{d}{dt}\phi_{sa1} - \frac{d}{dt}\phi_{sb1} - \frac{d}{dt}\phi_{sc1}) \\ v_{n2} = \frac{1}{3}((F_{a2} + F_{b2} + F_{c2})E - \frac{d}{dt}\phi_{sa2} - \frac{d}{dt}\phi_{sb2} - \frac{d}{dt}\phi_{sc2}) \end{cases} \quad (1.60)$$

1.8 ANALYSE DE LA SIMULATION EN BOUCLE OUVERTE DE LA MASDE

La simulation en boucle ouverte de la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE) revêt une importance particulière dans notre analyse, surtout lorsque nous considérons deux scénarios distincts pour évaluer l'influence des harmoniques. Dans le premier cas, nous fixons le pas des harmoniques à $h = 1$ pour simuler des conditions où les harmoniques sont négligées.

Dans le deuxième cas, nous étendons la simulation avec un pas d'harmonique de $h = 1 : 50$, explorant ainsi l'impact des harmoniques sur les variables clés telles que le courant, la vitesse et le couple de la machine.

En ajustant la fréquence des harmoniques dans notre simulation, nous pouvons examiner de manière approfondie comment ces composantes fréquentielles influencent le comportement dynamique de la MASDE. L'analyse comparative entre les deux cas permettra de déterminer dans quelle mesure la présence d'harmoniques affecte les performances de la machine en termes de stabilité du courant, de régulation de la vitesse et de production de couple.

1.8.1 Resultat de simulation de MASDE on boucle ouvert

"h=1"

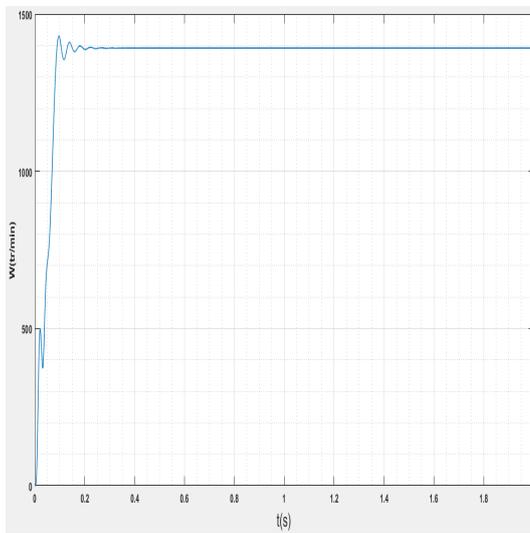


FIGURE 1.13 – Evolution de la vitesse de rotation

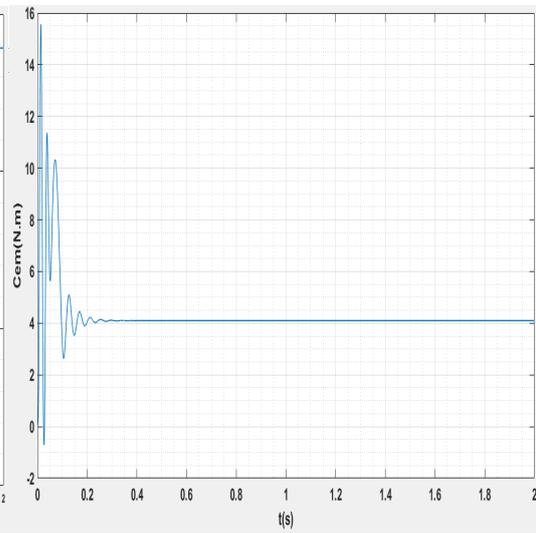


FIGURE 1.14 – Evolution de couple électromagnétique

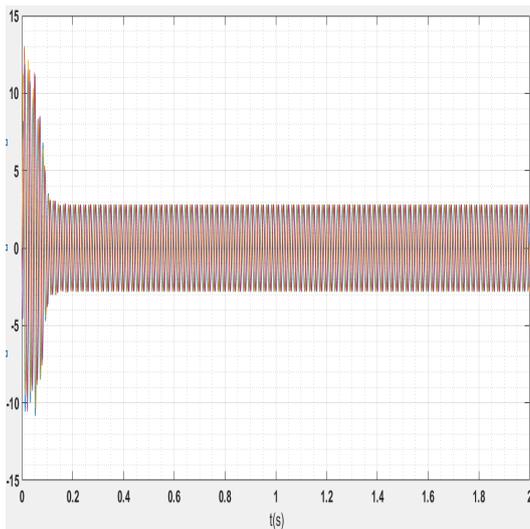


FIGURE 1.15 – Evolution des courants statoriques

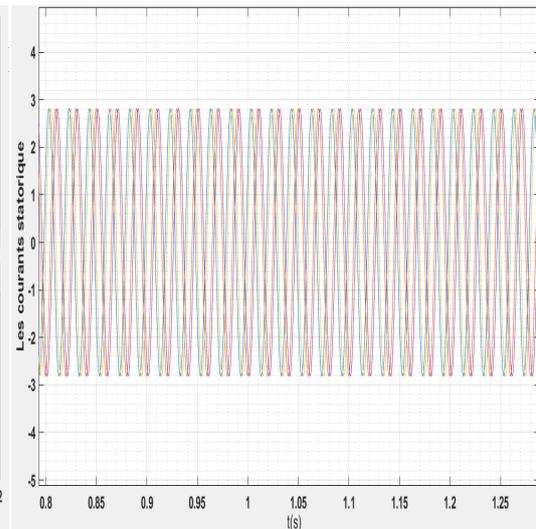


FIGURE 1.16 – Zoom sur les courants statoriques

"h=1 :50"

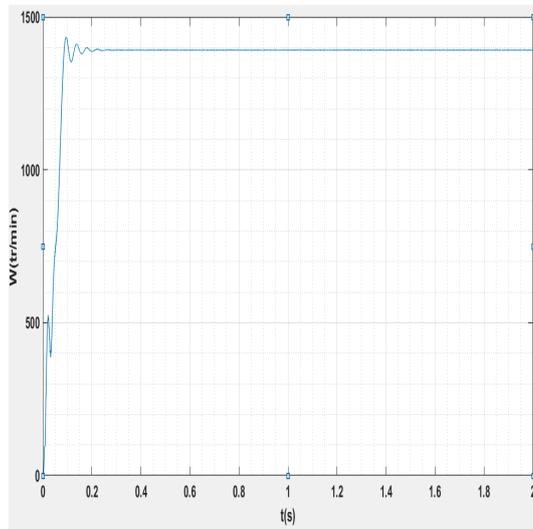


FIGURE 1.17 – Evolution de la vitesse de rotation

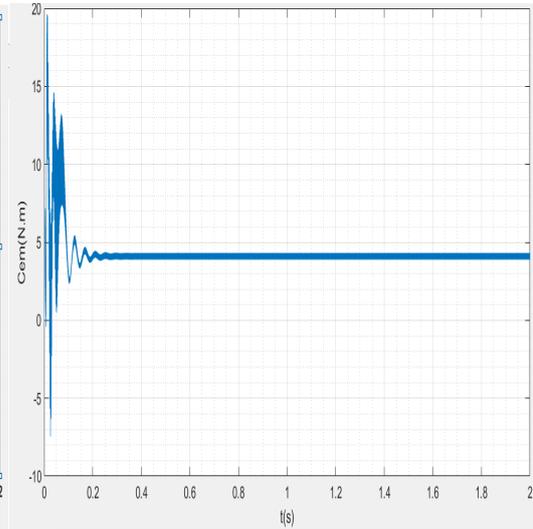


FIGURE 1.18 – Evolution de couple électromagnétique

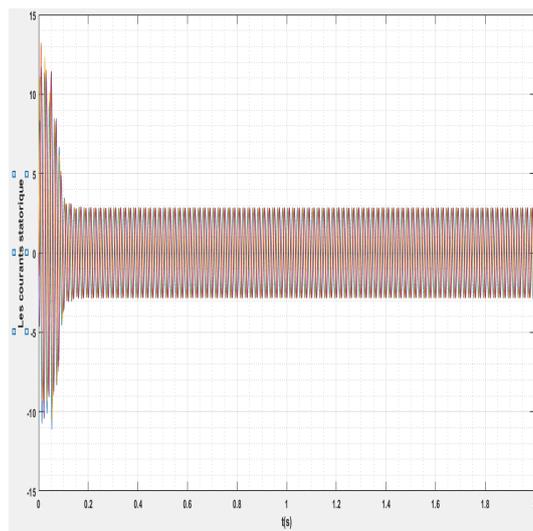


FIGURE 1.19 – Evolution des courants statoriques

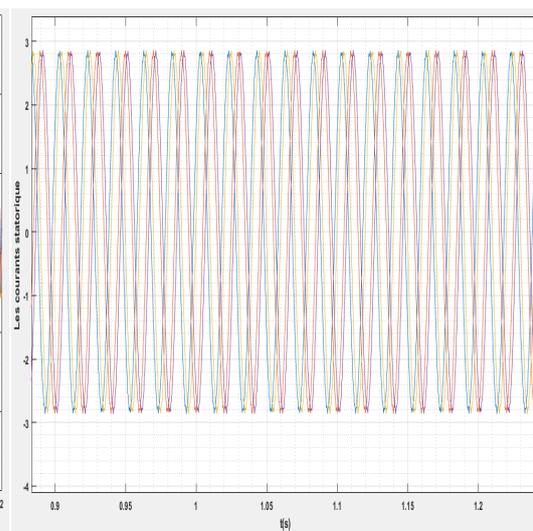


FIGURE 1.20 – Zoom sur les courants statoriques

1.8.2 Interprétation des Résultats de Simulation

Au début de la simulation, l'application d'un couple résistant ($C_r = 3,5 \text{ N.m}$) est cruciale pour évaluer la réponse dynamique de la machine face aux charges externes. Ce paramètre permet d'analyser comment la MASDE réagit initialement à des conditions de fonctionnement réalistes, influençant ainsi la conception et l'optimisation des stratégies de contrôle pour garantir des performances stables et efficaces.

Dans la configuration $h = 1$, la vitesse de la machine a suivi la fréquence d'alimentation, atteignant progressivement la vitesse attendue à $t = 0,2 \text{ s}$ (voir figure 1.13). Les courants des deux phases statoriques, déphasés de 30 degrés (voir figure 1.16), sont restés relativement stables, principalement composés de

la fréquence fondamentale, comme expliqué à travers le zoom des courants dans la (figure 1.17). Le couple de sortie est resté constant, en accord avec la charge mécanique.

Cependant, dans la configuration $h = 1 : 50$, les courants statoriques sont devenus plus complexes en raison des distorsions harmoniques (voir (figure 1.19) et zoom (figure 1.20). Le couple de sortie est également devenu plus irrégulier en raison des variations dans les courants (figure 1.18).

Un petit pic dans la vitesse de la machine a été observé dès le début de la simulation à $t = 0.1$ s probablement en réaction aux premières harmoniques introduites, suivies de fluctuations plus marquées en raison des perturbations harmoniques (figure 1.13) et (figure 1.17).

Comprendre ces réponses est crucial pour améliorer le fonctionnement de la machine dans des conditions réelles, en garantissant sa stabilité et son efficacité malgré les perturbations. Il est ainsi essentiel de développer des stratégies de contrôle appropriées pour maintenir des performances constantes et prévoir toute anomalie éventuelle.

Cette approche comparative permettra de mettre en évidence les nuances et les effets importants provoqués par la présence d'harmoniques, fournissant ainsi des informations précieuses pour régler les paramètres du système et optimiser les stratégies de contrôle. En fin de compte, cette analyse paramétrique en boucle ouverte a jeté les bases d'une exploration en boucle fermée, dans laquelle nous avons abordé la conception de stratégies de contrôle adaptatif visant à maximiser les performances du MASDE dans des conditions réelles, en tenant compte de l'effet des harmoniques sur les propriétés électromécaniques du machine.

1.9 CONCLUSION

En conclusion de ce chapitre, nous avons effectué une exploration approfondie de la machine asynchrone double étoile à cage d'écurueil, débutant par une définition précise et une analyse détaillée de son fonctionnement. La discussion a été axée sur les avantages et les inconvénients inhérents à cette configuration spécifique de machine.

Par la suite, nous avons abordé la phase cruciale de modélisation de la machine asynchrone double étoile, en scrutant les équations électriques qui régissent les composants de la machine. Notre attention s'est particulièrement portée sur le couplage étroit entre les phases statoriques et rotoriques à travers le modèle dynamique de la machine. Cependant, en raison de la complexité engendrée par le grand nombre d'équations, la diversité des coefficients et la complexité des enroulements, l'application des modèles mathématiques traditionnels s'avère ardue.

C'est dans cette optique que nous avons opté pour une approche novatrice reposant sur la fonction d'enroulement modifiée (WFM). Cette méthode, choisie en raison de sa capacité à tenir compte efficacement des spécificités des machines asynchrones double étoile, permet le calcul efficient des inductances statoriques et rotoriques. Cette approche offre une solution pratique à la complexité du système, tout en fournissant des résultats précis et fiables.

L'utilisation de la méthode de la fonction d'enroulement modifiée se révèle ainsi être un choix judicieux, facilitant l'obtention de résultats précis et fiables dans la modélisation de la machine asynchrone double étoile. Ces avancées contribueront à une meilleure compréhension de son comportement électro-

magnétique, ouvrant ainsi la voie à une utilisation plus efficace dans diverses applications industrielles.

Nous avons amorcé notre démarche en établissant un modèle détaillé de la partie puissance de la MASDE, spécifiquement lorsqu'elle est alimentée par un onduleur hexaphasé. Cette modélisation sert de fondation cruciale pour appréhender le comportement électromagnétique de la machine dans ce contexte particulier.

Enfin, notre prochain chapitre , "Commande de la MASDE en l'état sain", explorera les différentes stratégies de contrôle que nous mettrons en place pour assurer un fonctionnement optimal de la machine dans des conditions variées. Ces résultats nous guideront vers une compréhension plus approfondie de la MASDE et renforceront sa pertinence dans le domaine industriel.

COMMANDE DE MASDE EN L'ÉTAT SAIN

2

SOMMAIRE

2.1	INTRODUCTION	36
2.2	SIMPLIFICATION DES PARAMÈTRES DE LA MASDE	36
2.2.1	Définition du fonctionnement de la matrice de Concordia	37
2.2.2	Décomposition de l'espace vectoriel par la matrice de Concordia	37
2.3	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDE	38
2.3.1	Conception de la commande vectorielle	39
2.3.2	Application de la commande vectorielle au MASDE	39
2.4	COMMANDE PAR MODE GLISSANT	45
2.4.1	Conception de la commande par mode glissant	47
2.4.2	L'expression analytique de la commande par mode glissant	49
2.4.3	Application de la commande par mode glissant au MASDE	51
2.5	ÉTUDE COMPARATIVE DES RÉSULTATS DE SIMULATION ENTRE LES DEUX COMMANDES PRÉCÉDENTES	54
2.5.1	Les points de comparaison entre la commande vectorielle indirect et commande par mode glissant	56
2.5.2	Les résultats de simulation et leur analyse	57
2.6	CONCLUSION	62

2.1 INTRODUCTION

Dans le domaine de l'électrotechnique, la commande des machines asynchrones joue un rôle essentiel dans de nombreuses applications industrielles. Les méthodes de commande traditionnelles peuvent montrer des limites face à la non-linéarité ou à la variabilité des paramètres, surtout lorsque des exigences de précision et des caractéristiques dynamiques strictes sont imposées.

Ce chapitre se concentre sur la commande vectorielle par orientation de flux, une stratégie visant à découpler de manière orthogonale le flux et le couple, réalisée au niveau de la commande plutôt qu'au niveau de la machine. Cette approche offre une solution attrayante pour améliorer les performances des applications à vitesse variable.

Dans le contexte des systèmes non linéaires ou à paramètres variables, la technique d'ajustement du mode glissant, basée sur la théorie des systèmes à structure variable, est adoptée. Cette méthode offre une solution robuste aux non-linéarités, aux perturbations et aux variations de paramètres, renforçant ainsi la fiabilité du système.

On examinera en détail les principes de fonctionnement de deux méthodes de commande : la commande vectorielle et la commande par mode glissant. Les avantages, les limitations et les considérations de mise en œuvre de chaque méthode seront discutés, permettant ainsi aux lecteurs de choisir la méthode de commande la mieux adaptée à leurs besoins spécifiques.

Il est important de souligner qu'avant d'aborder la phase de commande, une étape préliminaire nécessaire consiste à utiliser la matrice de transformation de Concordia. Cette transformation permet de passer des grandeurs six-phasées aux grandeurs dans un référentiel orthogonal, facilitant ainsi les calculs de commande. Cette étape, abordée dans les sections suivantes, vise à rationaliser la complexité du modèle, facilitant les calculs tout au long du processus de modélisation et permettant une analyse efficace et une interprétation claire des résultats obtenus lors de l'étude du comportement de la machine.

2.2 SIMPLIFICATION DES PARAMÈTRES DE LA MASDE

La simplification des paramètres est une étape essentielle dans la modélisation des machines asynchrones polyphasées. Elle vise à rendre les équations plus gérables tout en préservant l'essence des caractéristiques clés du système. Parmi les méthodes de simplification, la technique Concordia se démarque par son adaptabilité aux spécificités géométriques et électriques uniques de la MASDE. Concordia propose une approche novatrice basée sur la fonction d'enroulement modifiée (WFM), permettant une modélisation plus précise des inductances statoriques et rotoriques. Cette méthode se révèle particulièrement avantageuse pour surmonter la complexité engendrée par le grand nombre d'équations et la diversité des coefficients.

Dans cette section, nous explorerons en détail le processus de simplification des paramètres de la MASDE, mettant en lumière les raisons qui font de la méthode Concordia un choix optimal pour notre application spécifique. Nous examinerons également comment cette simplification contribue à rendre le modèle plus accessible, favorisant une analyse efficace et une interprétation claire des résultats obtenus lors de l'étude du comportement de la machine.

2.2.1 Définition du fonctionnement de la matrice de Concordia

Le modèle de Concordia est une méthode de transformation qui permet de simplifier les équations du stator et du rotor en éliminant le couplage entre elles, généralement présent au niveau des inductances mutuelles. Ces inductances mutuelles représentent l'interaction magnétique entre le stator et le rotor de la machine, introduisant des termes croisés dans les équations, rendant le modèle plus complexe et difficile à analyser.

La transformation mathématique effectuée permet de se débarrasser de ces termes croisés, simplifiant considérablement les équations et les rendant plus adaptées à une analyse approfondie. En d'autres termes, elle permet de traiter le stator et le rotor de manière indépendante, facilitant la compréhension du comportement de chaque partie du moteur.

Il est important de noter que plusieurs méthodes existent dans la littérature pour simplifier les équations d'une machine asynchrone. Le choix du modèle dépend souvent des objectifs spécifiques de l'analyse et des compromis entre la précision du modèle et sa complexité. Dans ce contexte, le modèle de Concordia a été préféré en raison de sa capacité à éliminer le couplage stator-rotor, simplifiant ainsi la modélisation tout en préservant l'essence des caractéristiques électromagnétiques du système (Cheet al. [2013], Moubayed et al. [1999]).

2.2.2 Décomposition de l'espace vectoriel par la matrice de Concordia

La méthode de décomposition de l'espace vectoriel, avec l'aide cruciale de la matrice de Concordia, est une technique mathématique qui permet de diviser un espace vectoriel en plusieurs sous-espaces, chaque sous-espace correspondant à une caractéristique spécifique du système étudié. Dans le contexte de la modélisation électromagnétique des machines, comme la MASDE, cette méthode est utilisée pour analyser et comprendre le comportement des courants qui circulent à travers les bobines distribuées.

Elle permet de séparer les courants dans une bobine distribuée polyphasée, entraînant la transition d'un système six-phase vers deux systèmes biphasés.

La décomposition offre une représentation claire des composantes influençant les aspects magnétiques et les pertes du système. Les composants (α, β) facilitent l'analyse du flux et du couple, tandis que les composants (X, Y) sont associés aux pertes en séquence zéro (voir annexe A.2).

L'utilisation de la matrice de Concordia élimine le couplage entre les équations du stator et du rotor, simplifiant le modèle pour une étude approfondie des caractéristiques électromagnétiques de la MASDE. La figure (2.1) représente le modèle de Concordia généralisé de la MASDE, où la matrice de Concordia pour un système six-passée est donnée par (2.1).

$$[C_6] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Par conséquent, les transformations des paramètres sont calculées par la formule suivante :

$$[f_{s\alpha\beta XY}]^t = [C][f_{a1} f_{b1} f_{c1} f_{a2} f_{b2} f_{c2}]^t \quad (2.2)$$

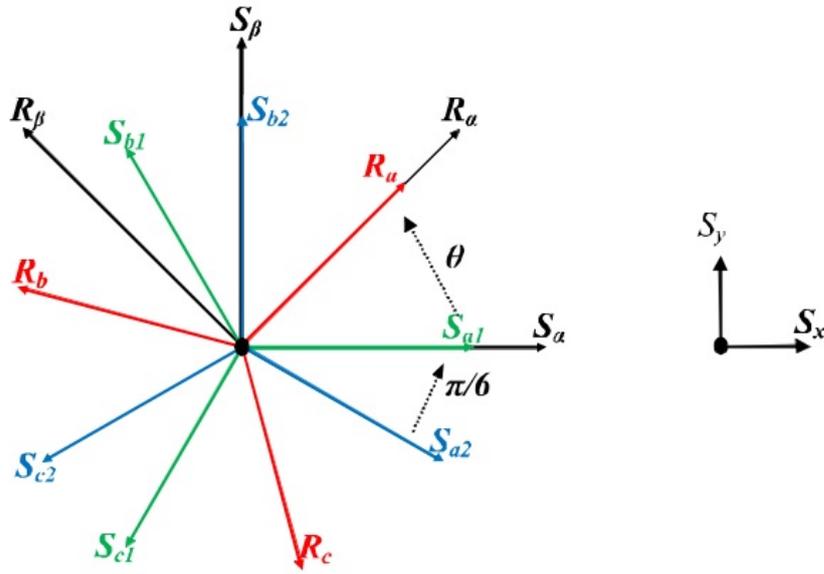


FIGURE 2.1 – Représentation du modèle de Concordia généralisé de la MASDE

Il est important de noter que seules les grandeurs statoriques de référence (α, β) dans la (MASDE) interagissent magnétiquement avec le rotor. Pour produire le couple, seuls les éléments des courants circulant le long des axes (α, β) du stator et du rotor sont impliqués *(Maouche)*.

Ainsi, la transformation dont nous avons besoin est la suivante :

$$[i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{sX}, i_{sY}] = [C][i_{sa1}, i_{sa2}, i_{sb1}, i_{sb2}, i_{sc1}, i_{sc2}] \quad (2.3)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa1} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sa2} - \frac{1}{2} \cdot i_{sb1} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sb2} - \frac{1}{2} \cdot i_{sc1}) \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(\frac{1}{2} \cdot i_{sa2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sb1} + \frac{1}{2} \cdot i_{sb2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sc1} - i_{sc2}) \\ i_{sX} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa1} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sa2} - \frac{1}{2} \cdot i_{sb1} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sb2} - \frac{1}{2} \cdot i_{sc1}) \\ i_{sY} = \frac{1}{\sqrt{3}}(\frac{1}{2} \cdot i_{sa2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sb1} + \frac{1}{2} \cdot i_{sb2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{sc1} + i_{sc2}) \end{cases} \quad (2.4)$$

Cette transformation permet de convertir les courants statoriques du système d'axes (α, β) et (X, Y) du stator vers le système d'axes correspondant du rotor. En effectuant cette conversion, l'analyse des caractéristiques électromagnétiques du système est simplifiée, ce qui facilite la compréhension globale de son comportement. La représentation des grandeurs électriques dans le référentiel du rotor offre une perspective plus claire sur les interactions magnétiques et les performances de la machine asynchrone double étoile, contribuant ainsi à une meilleure interprétation des résultats et à une prise de décision éclairée dans la conception et le contrôle de la machine.

2.3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDE

La commande vectorielle, également connue sous le nom de commande orientée du champ, est une technique de commande utilisée pour les machines asynchrones. Elle permet de contrôler avec précision le couple, la vitesse et la direction de rotation de la machine. Elle repose sur la décomposition du courant

et de la tension de la machine en deux composantes : une composante directe (flux magnétique) et une composante en quadrature (couple électromagnétique). En ajustant les amplitudes et les phases de ces composantes, on peut contrôler efficacement les performances de la machine. Elle bien que basée sur les mêmes principes fondamentaux, peut être mise en œuvre de deux manières distinctes : directe et indirecte. Ces deux approches présentent des différences significatives dans la manière dont elles manipulent les grandeurs électromagnétiques pour atteindre le contrôle désiré.

1. **La commande vectorielle directe (CVD)** vise à contrôler directement le flux magnétique et le couple électromagnétique. Elle nécessite une connaissance précise du modèle de la machine et une mesure directe du flux statorique. Cela permet un contrôle plus rapide et plus précis, mais demande également des capteurs supplémentaires et une modélisation fine de la machine.
2. D'un autre côté, **la commande vectorielle indirecte (CVI)** utilise des estimateurs pour calculer le flux magnétique et le couple électromagnétique sans nécessiter de mesures directes. Cette approche est souvent moins complexe sur le plan matériel, car elle évite l'utilisation de capteurs spécifiques. Cependant, elle peut être sujette à des erreurs d'estimation et peut présenter une réponse plus lente.

La différence clé entre ces deux méthodes réside dans la manière dont elles accèdent et manipulent l'information électromagnétique pour atteindre le contrôle requis. Le choix entre la commande vectorielle directe et indirecte dépend des exigences spécifiques de l'application, des contraintes matérielles et des compromis entre précision et complexité (*Canudas de Wit [2000]*).

2.3.1 Conception de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à régulariser le flux magnétique et le couple électromagnétique de la machine en fonction des exigences de commande. Cela permet d'obtenir un contrôle précis du couple et de la vitesse de la machine, ainsi qu'une réponse dynamique et rapide.

Cette commande repose sur l'utilisation d'algorithmes avancés tels que le contrôle proportionnel-intégral (PI) et le contrôle par retour d'état. Ces algorithmes ajustent en temps réel les commandes de tension et de courant de la machine, assurant ainsi une régulation précise même dans des conditions de fonctionnement variées, telles que les variations de charge et de vitesse (*BENALIA [2010]*).

La commande vectorielle se positionne comme une technique de pointe permettant un contrôle précis des performances des machines asynchrones en ajustant le flux magnétique et le couple électromagnétique. Elle se distingue par une réponse dynamique rapide, une régulation précise de la vitesse et du couple, ainsi qu'une grande flexibilité de contrôle.

2.3.2 Application de la commande vectorielle au MASDE

Dans cette section, nous explorerons l'application de la commande vectorielle indirecte (CVI) avec note à (CVD) au MASDE, couvrant ses principes fondamentaux, ses avantages spécifiques pour le MASDE, et les techniques algorithmiques, dont le contrôle proportionnel-intégral (PI), utilisées pour ajuster les commandes en temps réel. Nous examinerons également la capacité de la commande vectorielle à assurer une régulation stable du MASDE face aux variations

de charge et de vitesse, mettant en évidence ses performances exceptionnelles dans des conditions opérationnelles variées. Cette partie vise à fournir une compréhension approfondie de la mise en œuvre de la commande vectorielle adaptée au MASDE, soulignant ses applications pratiques et ses résultats significatifs dans le contrôle de cette configuration particulière.

*** Les étapes de commande vectorielle pour la MASDE**

Les étapes principales pour commander une machine asynchrone double étoile par commande vectorielle avec orientation de flux rotorique :

1. Modélisation et simplification du système multiphase

La première étape consiste à modéliser mathématiquement la machine asynchrone double étoiles à l'aide de l'approche de la fonction d'enroulement modifiée (WFM), comme cela a été réalisé dans le chapitre précédent. Cette méthode de modélisation permet de prendre en compte les spécificités géométriques et électriques uniques de la machine, offrant ainsi une représentation précise des inductances statoriques et rotoriques. Dans le cadre de cette modélisation, les équations du système sont formulées en utilisant les variables pertinentes, établissant ainsi une base mathématique pour l'analyse ultérieure du comportement de la machine asynchrone double étoiles.

Après, en simplifiant les paramètres de la machine asynchrone double étoiles par Concordia, la complexité des équations est réduite, facilitant ainsi une analyse plus approfondie et une interprétation claire des résultats obtenus lors de l'étude du comportement de la machine. Ce processus de simplification est essentiel pour rendre le modèle accessible tout en préservant la précision nécessaire à une compréhension approfondie du système.

2. Transformation de Clarke

La transformation de Clarke est une méthode mathématique largement utilisée en génie électrique, notamment dans le domaine de la commande vectorielle. Elle permet de représenter un système triphasé à l'aide d'un modèle biphasé, facilitant ainsi l'analyse des régimes transitoires des machines électriques triphasées.

L'idée fondamentale est d'utiliser la matrice de Clarke pour effectuer la conversion des grandeurs (courant, tension et flux) de l'indice réel (abc) vers les grandeurs de l'indice (d, q, o) (direct, en quadrature et homopolaire); dans les machines rotatives, le repère de Clarke est généralement fixé au rotor.

Dans notre cas, la nécessité se présente de transformer notre modèle ($\alpha, \beta; X, Y$) en modèle ($d, q; x, y$), et cela s'accomplit grâce à l'utilisation de la matrice de rotation (R), illustrée sur la figure (2.2).

On doit transformer notre modèle ($\alpha, \beta; X, Y$) en modèle ($d, q; x, y$), et cela se réalise à l'aide de la matrice de rotation (R) où :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

Donc :

$$[I_{s_d}, I_{s_q}, I_{s_x}, I_{s_y}] = [R][i_{s_\alpha}, i_{s_\beta}, i_{s_x}, i_{s_y}] \tag{2.6}$$

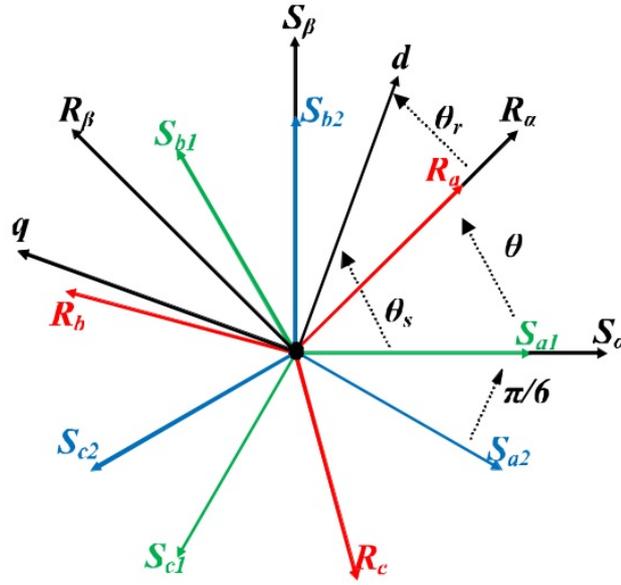


FIGURE 2.2 – Représentation du modèle de rotation

$$\begin{cases} I_{s_d} = i_{s_\alpha} \cos(\theta_s) + i_{s_\beta} \sin(\theta_s) \\ I_{s_q} = -i_{s_\alpha} \sin(\theta_s) + i_{s_\beta} \cos(\theta_s) \\ I_{s_x} = i_{s_X} \cos(\theta_s) - i_{s_Y} \sin(\theta_s) \\ I_{s_y} = i_{s_Y} \sin(\theta_s) + i_{s_X} \cos(\theta_s) \end{cases} \quad (2.7)$$

En utilisant les équations des tensions statoriques et rotoriques que nous avons présentées dans le chapitre 1, et en compensant les valeurs des courants dans le référentiel (d, q) , nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{s_d} = R_s \cdot I_{s_d} + \frac{d\phi_{s_d}}{dt} - \omega_s \phi_{s_q} \\ V_{s_q} = R_s \cdot I_{s_q} + \frac{d\phi_{s_q}}{dt} + \omega_s \phi_{s_d} \\ 0 = R_r \cdot I_{r_d} + \frac{d\phi_{r_d}}{dt} - \omega_r \phi_{r_q} \\ 0 = R_r \cdot I_{r_q} + \frac{d\phi_{r_q}}{dt} + \omega_r \phi_{r_d} \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s_d} = L_s \cdot I_{s_d} + M_{sr} \cdot I_{r_d} \\ \phi_{s_q} = L_s \cdot I_{s_q} + M_{sr} \cdot I_{r_q} \\ \phi_{r_d} = L_r \cdot I_{r_d} + M_{sr} \cdot I_{s_d} \\ \phi_{r_q} = L_r \cdot I_{r_q} + M_{sr} \cdot I_{s_q} \end{cases} \quad (2.9)$$

La détermination du couple électromagnétique c_{em} dans le repère (d, q) peut être effectuée en utilisant les équations (1.19) et (1.20) tout en compensant les valeurs des courants dans le référentiel (d, q) . Il est calculé selon la formule suivante :

$$c_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{r_d} I_{s_d} - \phi_{r_q} I_{s_q}) \quad (2.10)$$

Cette formule exprime la contribution du couplage magnétique entre le stator et le rotor à la production du couple électromagnétique. Les composantes I_{s_d} et I_{s_q} du courant statorique interagissent avec les composantes du

flux magnétique rotorique, générant ainsi le couple nécessaire au fonctionnement de la machine asynchrone.

3. Transformation de Park

En présence des grandeurs dans les coordonnées stationnaires (d, q) , une transformation de Park est effectuée pour passer du référentiel (d, q) au référentiel du flux rotorique. Cela permet d'obtenir les grandeurs dans le référentiel rotorique, où le flux rotorique apparaît aligné sur l'axe (d) , comme démontré sur la figure (2.3).

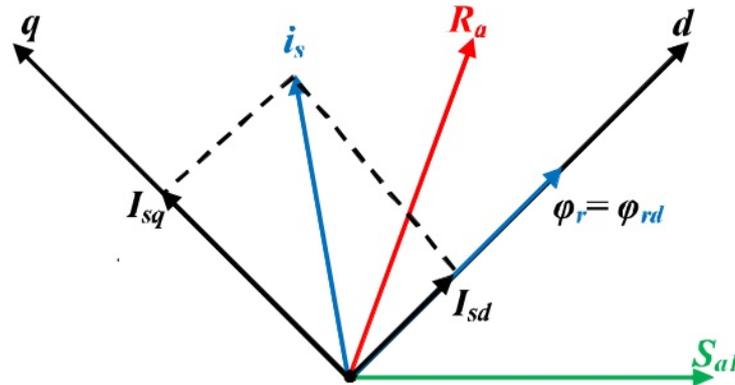


FIGURE 2.3 – Représentation de transformation de Park

On choisit l'orientation du flux de telle sorte que l'axe (d) soit en phase avec le flux rotorique :

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{rd} \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} - \omega_s \sigma L_s I_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \\ c_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq}) \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_r}{dt} = (M_{sr} I_{sd} - \phi_r) \frac{R_r}{L_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s} \end{cases} \quad (2.13)$$

4. Bloc de défluxage

Un bloc de défluxage, également connu sous le nom de bloc de démagnétisation, est utilisé pour réduire le flux magnétique. Ce dernier permet une utilisation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse nominale, et il affaiblit le flux de manière inversement proportionnelle à la vitesse pour un fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale, voir la figure (2.4).

La fonction non linéaire qui définit le bloc de défluxage est la suivante :

(a) **Sous-vitesse** : $\phi = \phi_{nom}$ pour $\omega \leq \omega_{nom}$

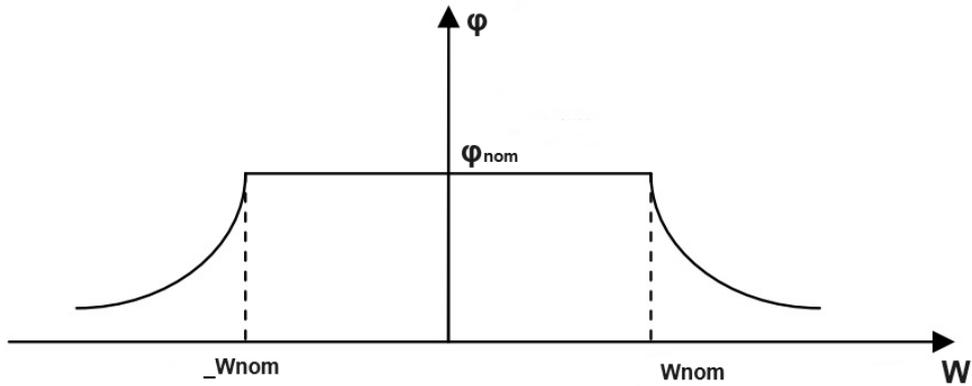


FIGURE 2.4 – Bloc de défluxage

(b) **Sur-vitesse** : $\phi = \phi_{nom} \times \left(\frac{\omega_{nom}}{\omega}\right)$ pour $\omega > \omega_{nom}$

Où :

ω_{nom} : qui est la vitesse nominale.

ϕ_{nom} : qui est le flux rotorique nominal.

5. Découplage par compensation

Le découplage par compensation permet de contrôler indépendamment le courant de flux et le courant de couple, ce qui facilite le contrôle précis du couple et du flux de la machine asynchrone double étoile, par l'utilisation des équations suivantes :

$$\begin{cases} I_{sd} &= \frac{2}{3} \left(I_d - \frac{1}{2} I_q \right) \\ I_{sq} &= \frac{2}{3} \sqrt{3} I_q \\ I_{s0} &= I_s - I_{sd} \end{cases} \quad (2.14)$$

Dans ces équations :

I_d : qui est le courant de flux.

I_q : qui est le courant de couple.

I_s : qui est le courant statorique total.

I_{sd}, I_{sq}, I_{s0} : qui sont les composantes de courant statorique direct, en quadrature et zéro respectivement.

6. Estimation du flux rotorique

L'estimation du flux rotorique dans la MASDE peut être réalisée à l'aide d'une technique d'estimation basée sur les courants statoriques. Cette technique exploite les mesures des courants circulant dans les enroulements statoriques de la machine pour estimer le flux magnétique dans le rotor.

L'idée principale derrière cette technique est de démontrer que le flux rotorique est directement lié aux courants statoriques. En effet, le courant statorique crée un champ magnétique tournant qui interagit avec le rotor pour générer le flux rotorique. En mesurant avec précision les courants statoriques et en utilisant des modèles mathématiques appropriés, il est possible d'estimer le flux rotorique.

Cette méthode présente plusieurs avantages ; tout d'abord, elle ne nécessite pas de capteurs supplémentaires dédiés au flux magnétique du rotor, ce qui réduit les coûts et la complexité du système. De plus, elle permet

une estimation en temps réel du flux rotorique, ce qui est essentiel pour le contrôle et la commande de la machine.

Il convient de noter que l'estimation du flux rotorique à partir des courants statoriques peut être réalisée à l'aide de différentes techniques d'estimation, telles l'observation par modèle, les filtres adaptatifs ou les algorithmes d'estimation en ligne. Chaque technique a ses propres avantages et limites, et le choix de la méthode dépendra des exigences spécifiques de l'application.

On a choisi la méthode d'observation comme modèle, et qui nous donne :

$$\hat{\phi}_r = \frac{M_{sr} \cdot \tau_r}{s' + \tau_r} \cdot I_{sd} \quad (2.15)$$

Où :

$\hat{\phi}_r$: représente l'estimation du flux rotorique.

τ_r : qui est une constante égale R_r/L_r .

s' : qui est l'opération de dérivation d/dt

7. Les régulateurs

La régulation de type PI (Proportionnel-Intégral) est un type de régulateur largement utilisé dans la commande PWM (Modulation de Largeur d'Impulsion) des machines asynchrones à double étoile. Ce régulateur est composé de deux termes principaux : le terme proportionnel, qui est proportionnel à l'erreur entre la consigne et la mesure, et le terme intégral, qui cumule les erreurs passées pour corriger les erreurs statiques ([BENALIA \[2010\]](#)) .

L'objectif du régulateur PI est de maintenir la sortie du système aussi proche que possible de la consigne, en ajustant la commande PWM en fonction des écarts entre la valeur souhaitée et la valeur réelle mesurée. Le terme proportionnel permet d'avoir une action directe en fonction de l'erreur, tandis que le terme intégral corrige les erreurs persistantes grâce à l'accumulation des erreurs passées.

L'un des principaux avantages de l'utilisation d'un régulateur PI est sa capacité à fournir une régulation précise et stable du flux et du couple de la machine. Il permet de compenser les variations et les perturbations du système, tout en maintenant une réponse dynamique rapide et précise aux changements de charge et de vitesse.

De plus, le régulateur PI est relativement simple à mettre en œuvre et à ajuster. Ses paramètres, tels le gain proportionnel et la constante d'intégration, peuvent être réglés pour optimiser les performances du système en fonction des besoins spécifiques.

(a) Régulateur du courant :

La garantie de découplage entre les axes (d) et (q) nous permet de commander séparément les boucles de régulation du flux et du couple, par des régulateurs PI de courant.

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par l'équation suivante :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.16)$$

Où :

K_p : qui est est le coefficient de proportionnalité.

K_i : qui est est le coefficient d'intégration.

s : qui est la variable de Laplace.

La fonction de transfert en boucle ouverte de notre machine est :

$$C_o(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{a \cdot s^2 + b \cdot s} \quad (2.17)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$C_f(s) = \frac{C_o(s)}{1 + C_o(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_b)s + K_i} \quad (2.18)$$

Les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Le dénominateur de la fonction de transfert du régulateur en général est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\zeta w_0 s + 2w_0^2 \quad (2.19)$$

(b) Régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence pour maintenir la vitesse correspondante. La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\frac{w_m}{w_{ref}} = \frac{K_{iw} + K_{pw} \cdot s}{js^2 + (K_{pw} + k_f)s + K_{iw}} \quad (2.20)$$

De même manière de calcul de régulateurs de courant, on trouve les paramètres de régulateurs de vitesse :

$$\begin{cases} K_{iw} = 2jw_0^2 \\ K_{pw} = 2j\zeta - k_f \end{cases} \quad (2.21)$$

Le schéma bloc de commande vectorielle indirect de la MASDE sous Matlab est représenté par la figure (2.5).

2.4 COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Emelyanov est en effet l'un des pionniers de l'étude et du développement du contrôle par mode de glissement. Son travail *(Emelyanov [1967])*, publié en 1967, a été l'une des premières contributions significatives dans ce domaine. À partir des années 60, on a observé une augmentation substantielle de la quantité de littérature consacrée aux découvertes majeures et aux recherches sur le contrôle par mode de glissement. Dès lors, de nombreux chercheurs ont continué à explorer ce sujet et à développer de nouvelles méthodes et applications dans ce domaine.

Cela a conduit à un corpus de connaissances considérable sur le contrôle par mode de glissement, qui continue de croître et d'évoluer à ce jour. La commande par structure variable (CSV) est intrinsèquement une commande non linéaire et est caractérisée par des changements discontinus de sa loi de contrôle. Les commutateurs de commande sont implémentés en fonction des variables d'état, qui sont ensuite utilisées pour créer une "variété" ou "hypersurface" dite glissant dans le but de forcer la dynamique du système à correspondre à celle spécifiée par l'équation d'hypersurface *(Utkin [1978])*.

2.4.1 Conception de la commande par mode glissant

Selon la littérature, la méthode de contrôle en mode glissant se décompose principalement en trois étapes :

1. **Définition de la surface de glissement** : Cette étape implique la création d'une fonction mathématique représentant un sous-ensemble de l'espace d'état du système. La forme de cette surface dépend des objectifs de commande et peut être conçue pour assurer la stabilité et la convergence du système. Des approches telles que l'utilisation des fonctions de Lyapunov peuvent être utilisées.
2. **Conception de la loi de commande glissante** : La loi de commande est élaborée pour guider le système le long de la surface de glissement. Elle repose généralement sur des rétroactions d'état et peut inclure des termes non linéaires pour garantir la stabilité et la robustesse du système. Le choix judicieux des paramètres, tels que les gains de rétroaction, est essentiel pour obtenir les performances souhaitées.
3. **Analyse de la stabilité et définition des objectifs de commande** : L'analyse de la stabilité, réalisée à l'aide d'outils mathématiques comme les fonctions de Lyapunov, est essentielle. On recherche une stabilité robuste, permettant au système de rester stable face aux perturbations. En parallèle, les objectifs de commande spécifiques, tels que le suivi de trajectoire ou la réjection des perturbations, sont définis. La loi de commande et ses paramètres sont ajustés en conséquence pour atteindre ces objectifs.

Ci-dessous une présentation détaillée des principales étapes à suivre pour atteindre l'objectif souhaité, qui est le contrôle des usages du mode glissant :

1. Choix de la surface de glissement :

Dans le contexte de la commande par mode glissant, le choix de la surface de glissement est essentiel pour garantir la stabilisation et la définition d'une dynamique souhaitée du système lorsqu'il est en mode de glissement. La surface de glissement est représentée par une fonction mathématique dans le plan de phase.

La surface de glissement est définie en fonction de l'erreur de réglage (e) qui représente la différence entre la variable à réguler (x) et sa valeur de référence. Cette erreur de réglage est utilisée pour construire la surface de glissement.

La forme générale de la surface de glissement est donnée par :

$$S(e) = \lambda \left(e + \frac{\partial e}{\partial t} \right)^{r-1} \quad (2.22)$$

Où :

λ : qui est une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : qui est le degré relatif du système .

$\frac{\partial e}{\partial t}$: représente la dérivée de l'erreur de réglage par rapport au temps.

Pour un système de degré relatif "1" ($r = 1$), la surface de glissement est simplement égale à l'erreur de réglage :

$$S(e) = e \quad (2.23)$$

Pour un système de degré relatif "2" ($r = 2$), la surface de glissement est donnée par :

$$S(e) = \lambda e + \frac{\partial t}{\partial e} = \lambda e + \dot{e} \quad (2.24)$$

Il est important de noter que ces équations décrivent des exemples courants de surfaces de glissement utilisées dans la commande par mode glissant. La forme spécifique de la surface de glissement peut varier en fonction des caractéristiques du système à contrôler et des objectifs de commande spécifiques.

2. Conditions de convergence :

Le régime glissant est un concept utilisé dans le contrôle des systèmes non linéaires pour assurer la convergence des dynamiques du système vers une surface de glissement prédéfinie, indépendamment des perturbations. Les conditions d'existence et de convergence du régime glissant sont essentielles pour garantir la stabilité du système.

La condition de glissement est formulée en utilisant une fonction de "Lyapunov", qui est une fonction scalaire qui doit décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui rend la dérivée de la fonction de Lyapunov négative, assurant ainsi la décroissance de la fonction. Une commande de mode glissant est choisie de manière à ce que la fonction de "Lyapunov" candidate satisfasse le critère de stabilité de Lyapunov.

Dans le cas du système dynamique non linéaire décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t)U \quad (2.25)$$

Une fonction de "Lyapunov" est choisie sous la forme :

$$\dot{V}(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (2.26)$$

Où :

$S(x)$: représente la distance du point (x) à la surface de glissement $S(x) = 0$.

Pour assurer la décroissance de la fonction de "Lyapunov", il suffit de s'assurer que sa dérivée est négative, c'est-à-dire que :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (2.27)$$

Le critère de stabilité de "Lyapunov" est utilisé pour évaluer les performances de la commande et pour étudier la robustesse et la stabilité du système non linéaire. En vérifiant les conditions de glissement et en utilisant la fonction de "Lyapunov", on peut concevoir une commande de mode glissant qui assure la convergence du système vers la surface de glissement et la maintient malgré les perturbations.

3. Calcul de la commande :

Le vecteur de commande appliqué au système est obtenu en ajoutant deux composantes de commande : l'une appelée U_{eq} , qui concerne la linéarisation exacte du système, et l'autre appelée U_n , qui concerne la stabilisation du système. On peut l'écrire de la manière suivante :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (2.28)$$

La commande équivalente ou nominale U_{eq} est déterminée par le modèle du système, on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} .

U_n correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfait la condition :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (2.29)$$

La figure (2.6) présente l'évolution de la commande équivalente lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

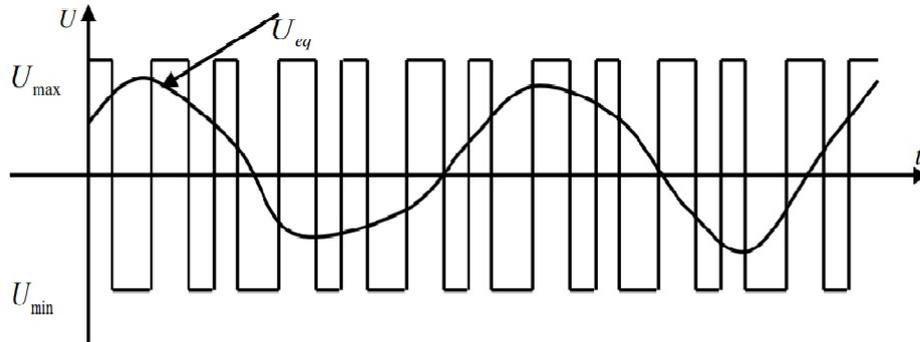


FIGURE 2.6 – Lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} , la commande prend une valeur continue U_{eq}

2.4.2 L'expression analytique de la commande par mode glissant

L'expression analytique de la commande par mode glissant dépend de la structure spécifique utilisée. Voici quelques exemples d'expressions analytiques couramment utilisées pour différentes structures de commande par mode glissant :

1. Commande par mode glissant de type "Signe" :

Le mode glissant dans un onduleur six-phase est déterminé en mesurant les tensions de sortie de chaque phase. Il représente la différence de fréquence entre les tensions de sortie et la fréquence de référence souhaitée avec un signal de référence qui est générée pour chaque phase de l'onduleur. Le mode glissant de chaque phase est comparé au signal de référence correspondant et la comparaison se fait alors en termes de signe (positif, nul ou négatif) par l'utilisation de la fonction "Sing" suivante représenté dans la figure (2.7) :

$$U_n = \dot{S}(x) = -\alpha \text{sign}(S(x)) \quad (2.30)$$

En fonction du résultat de la comparaison, des signaux de commande appropriés sont générés pour les interrupteurs de l'onduleur six-phase. Ces signaux de commande déterminent si on active ou désactive les interrupteurs la tension de sortie souhaitée pour chaque phase.

Dans toutes les expressions :

U_n : représente la commande par mode glissant

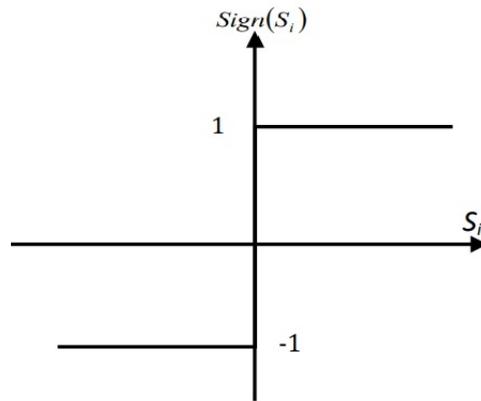


FIGURE 2.7 – La fonction Sign

$S(x)$: qui est la distance du point (x) à la surface de glissement.

(α) : qui est un paramètre de gain qui peut être ajusté selon les besoins du système.

2. **Commande par mode glissant de type "Saturation" :**

La commande par mode glissant de type "Saturation" est une autre technique de commande utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie, y compris les onduleurs, pour générer des signaux de commande en fonction du mode de fonctionnement souhaité.

Cette technique vise à réduire l'erreur de suivi de la fréquence de référence en maintenant le mode glissant dans une plage de saturation. Même procédure de mode précédent mais le mode glissant de type "Saturation" mesuré est comparé à une limite supérieure et une limite inférieure prédéfinie, s'il dépasse ces limites, il est saturé à la valeur limite correspondante par l'utilisation de fonction suivante qui est représentée dans la figure (2.8) :

$$U_n = \dot{S}(x) = -\alpha \text{sat}(S(x)) \quad (2.31)$$

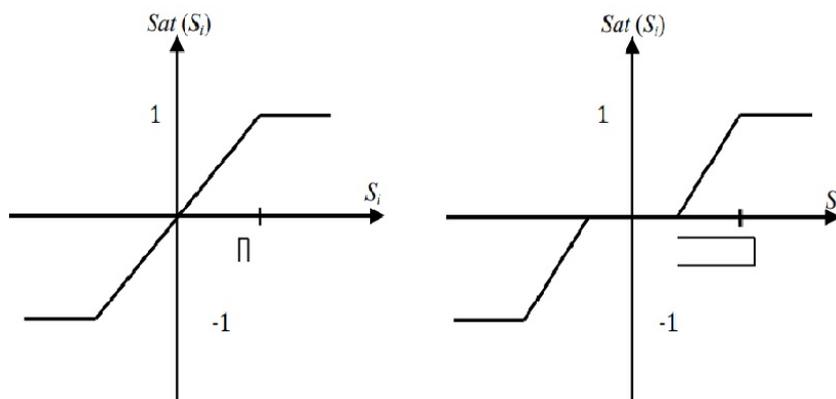


FIGURE 2.8 – La fonction de saturation est définie avec un seuil unique ou avec deux seuils

3. **Commande par mode glissant de type "Smooth" :**

La commande par mode glissant de type "Smooth" est une technique de commande utilisée pour générer des signaux de commande en fonction du mode de fonctionnement souhaité.

Cette technique vise à réduire les variations rapides du mode glissant en utilisant une approche de lissage. Cela peut être réalisé en utilisant des filtres passe-bas ou des algorithmes de lissage appropriés. Le lissage permet d'obtenir une estimation plus stable et moins bruitée du mode glissant par l'aide de fonction suivante qui est représentée dans la figure (2.9) :

$$U_n = \dot{S}(x) = -\alpha \tanh(S(x)) \quad (2.32)$$

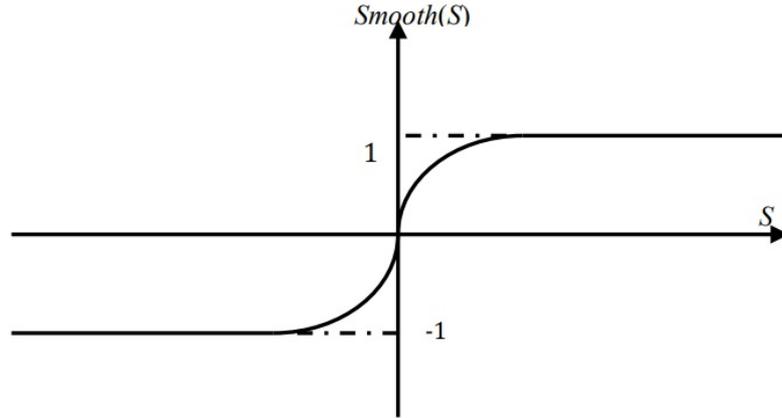


FIGURE 2.9 – Fonction "smooth"

2.4.3 Application de la commande par mode glissant au MASDE

Le modèle utilisé est celui trouvé dans le chapitre (1), dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe. Le modèle d'état est donné par la commande qui sera appliquée dans le repère (d, q) en considérant l'orientation du flux rotorique :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} I_{sd} - w_s \cdot \sigma \cdot L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + w_s \cdot \sigma \cdot L_s I_{sd} + w_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.33)$$

Et :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} (V_{sd} + R_s I_{sd} - \sigma L_s I_{sd} + w_s \sigma L_s I_{sq}) \\ \frac{d}{dt} I_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} (V_{sq} - R_s I_{sq} - w_s \sigma L_s I_{sd} - w_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd}) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r I_{rd} + w_r \phi_{rq} \end{cases} \quad (2.34)$$

Au début de cette commande, nous suivons les mêmes étapes que la commande vectorielle, en retirant les régulateurs PI. Ensuite, nous appliquons deux étapes nécessaires pour calculer les grandeurs de référence des courants et tensions de commande avec la base des fonctions de "Lyapunov". Les étapes sont les suivantes :

1. Réglage de la vitesse

On détermine l'erreur sur la surface de glissement $S(e, t) = 0$ qui permet de définir la surface de vitesse S_w comme suit :

$$\dot{S}_w = S_w = 0 \quad (2.35)$$

Et :

$$\begin{cases} S_w = w_{\text{ref}} - w_r \\ \dot{S}_w = \dot{w}_{\text{ref}} - \dot{w}_r \end{cases} \quad (2.36)$$

Remplaçons la dérivée de la vitesse w_r par sa valeur et on obtient l'équation suivante :

$$\dot{S}_w = \dot{w}_{\text{ref}} - \frac{p}{j} \left(p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \cdot I_{sq\text{ref}} + c_r + f \cdot w_r \right) \quad (2.37)$$

On pose, après :

$$I_{sq\text{ref}} = I_{q\text{seq}} + I_{q\text{sn}} \quad (2.38)$$

Donc, l'équation (2.38) devient :

$$\dot{S}_w = \dot{w}_{\text{ref}} - \frac{p^2}{j} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \cdot I_{q\text{seq}} - \frac{p^2}{j} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \cdot I_{q\text{sn}} - \frac{p}{j} c_r - \frac{f}{j} \cdot w_r \quad (2.39)$$

Lorsque le système atteint un équilibre sur une surface de glissement en régime permanent de glissement idéal, les expressions des surfaces et de leurs dérivées sont nulles. Cela signifie que la distance du point du système à la surface de glissement ainsi que ses dérivées temporelles sont toutes égales à zéro.

Alors :

$$\dot{S}_w = 0 \text{ et } I_{q\text{sn}} = 0$$

L'expression de commande devient :

$$I_{q\text{seq}} = \dot{w}_{\text{ref}} \frac{j}{p^2} \frac{L_r}{M_{sr} \cdot \phi_{rd}} + c_r \frac{1}{p} \frac{L_r}{M_{sr} \cdot \phi_{rd}} + w_r \frac{f}{p^2} \frac{L_r}{M_{sr} \cdot \phi_{rd}} \quad (2.40)$$

Avant d'entrer dans le mode de convergence, il est nécessaire de vérifier la condition $\dot{S} \leq 0$, où \dot{S} représente la dérivée de la surface de glissement par rapport au temps. En introduisant cette condition dans l'équation (2.40), celle-ci se réduit à :

$$\dot{S}_w = -\frac{p^2}{j} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \cdot I_{q\text{seq}} \quad (2.41)$$

On prend la commande suivante :

$$I_{q\text{sn}} = -K_w \tanh(S_w) \quad (2.42)$$

Avec K_w une constante positive (le gain de la surface de glissement est choisi de manière à garantir un temps de réponse souhaité).

Finalement, le système est décrit par l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_{q\text{seq}} = \dot{w}_{\text{ref}} \frac{j}{p^2} \frac{L_r}{M_{sr} \cdot \phi_{rd}} + c_r \frac{1}{p} \frac{L_r}{M_{sr} \cdot \phi_{rd}} + w_r \frac{f}{p^2} \frac{L_r}{M_{sr} \cdot \phi_{rd}} \\ I_{q\text{sn}} = -K_w \tanh(S_w) \end{cases} \quad (2.43)$$

2. Réglage du flux rotorique

La surface du flux rotorique S_ϕ et ses dérivées sont définies par :

$$\begin{cases} S_\phi = \phi_{\text{ref}} - \phi_r \\ \dot{S}_\phi = \dot{\phi}_{\text{ref}} - \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (2.44)$$

En remplaçant la dérivée du flux ϕ_r par sa valeur dans l'équation (2.14), on obtient :

$$\dot{S}_\phi = \dot{\phi}_{\text{ref}} - (M_{sr} \cdot I_{sdref} - \phi_r) \frac{R_r}{L_r} \quad (2.45)$$

En remplaçant le courant I_{sdref} par $I_{ds} + I_{sn}$, on a :

$$\dot{S}_\phi = \dot{\phi}_{\text{ref}} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{sn} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{\phi_r \cdot R_r}{L_r} \quad (2.46)$$

En régime permanent de glissement idéal, lorsque les surfaces et leurs dé-

$$\text{rivées sont nulles, on a : } \begin{cases} S_\phi = 0 \\ \dot{S}_\phi = 0 \\ I_{sn} = 0 \end{cases}$$

La formule de la commande équivalente I_{dseq} à partir de l'équation (2.47) est donnée par :

$$I_{dseq} = \dot{\phi}_{\text{ref}} \frac{L_r}{M_{sr} R_r} - \frac{\phi_r \cdot R_r}{M_{sr}} \quad (2.47)$$

Même procédure que pour le réglage de la vitesse, on prend la commande suivante :

$$I_{qsn} = -K_\phi \tanh(S_\phi) \quad (2.48)$$

Où :

$$\dot{S} = -\frac{\phi_r \cdot R_r}{M_{sr}} \quad (2.49)$$

Finalement, le système de commande devient :

$$\dot{S}_\phi = \begin{cases} I_{qseq} = \dot{\phi}_{\text{ref}} \frac{L_r}{M_{sr} R_r} - \phi_r \frac{R_r}{M_{sr}} \\ I_{qsn} = -\frac{\phi_r \cdot R_r}{M_{sr}} \end{cases} \quad (2.50)$$

3. Réglage des courants statoriques

Les surfaces des courants statoriques I_s et leurs dérivées sont données par :

$$\begin{cases} S_{Id} = I_{dref} - I_{ds} \\ S_{Iq} = I_{qref} - I_{qs} \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} \dot{S}_{Id} = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_{ds} \\ \dot{S}_{Iq} = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_{qs} \end{cases} \quad (2.52)$$

En remplaçant les valeurs des dérivées des courants dans l'équation (2.35) dans l'équation (2.53), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_{Id} = \dot{I}_{dref} - w_s \cdot I_{sq} + I_{sd} \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sdref} \\ \dot{S}_{Iq} = \dot{I}_{qref} + w_s I_{sd} + w_s \frac{M_{sr}}{L_r \sigma \cdot L_s} \phi_{rd} + \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \cdot I_{sq} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sqref} \end{cases} \quad (2.53)$$

Les tensions de référence de commande V_{sdref} , V_{sqref} sont définies par :

$$\begin{cases} V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sn} \\ V_{sqref} = V_{sqeq} + V_{sn} \end{cases} \quad (2.54)$$

Donc, l'équation (2.54) devient :

$$\begin{cases} \dot{S}_{Id} = \dot{I}_{dref} - \omega_s \cdot I_{sq} + I_{sd} \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sdeq} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sdn} \\ \dot{S}_{Iq} = \dot{I}_{qref} + \omega_s I_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r \sigma \cdot L_s} \phi_{rd} + \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \cdot I_{sq} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sreq} - \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sqn} \end{cases} \quad (2.55)$$

En régime permanent de glissement idéal, donc :

$$\begin{cases} V_{sdeq} = \sigma \cdot L_s \dot{I}_{dref} - \sigma \cdot L_s \omega_s \cdot I_{sq} - R_s I_{sd} \\ V_{sreq} = \sigma \cdot L_s \dot{I}_{qref} + \sigma \cdot L_s \omega_s I_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} + R_s I_{sq} \end{cases} \quad (2.56)$$

La condition $\dot{S} \cdot S < 0$ doit être vérifiée :

$$\begin{cases} \dot{S}_{Ids} = -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sdn} \\ \dot{S}_{Iqs} = -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sqn} \end{cases} \quad (2.57)$$

Et on prend la commande suivante :

$$\begin{cases} V_{sdn} = -K_{Isd} \tanh(S_{Isd}) \\ V_{sqn} = -K_{Isq} \tanh(S_{Isq}) \end{cases} \quad (2.58)$$

Finalement, on a le système de commande suivant :

$$\dot{S}_{Isd} = \begin{cases} V_{sdeq} = \sigma \cdot L_s \dot{I}_{dref} - \sigma \cdot L_s \omega_s \cdot I_{sq} - R_s I_{sd} \\ V_{sdn} = -K_{Isd} \tanh(S_{Isd}) \end{cases} \quad (2.59)$$

$$\dot{S}_{Iq} = \begin{cases} V_{sreq} = \sigma \cdot L_s \dot{I}_{qref} + \sigma \cdot L_s \omega_s I_{sd} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} + R_s I_{sq} \\ V_{sqn} = -K_{Isq} \tanh(S_{Isq}) \end{cases} \quad (2.60)$$

Le schéma bloc de commande glissante de la MASDE sous Matlab est représenté par la figure (2.10).

2.5 ÉTUDE COMPARATIVE DES RÉSULTATS DE SIMULATION ENTRE LES DEUX COMMANDES PRÉCÉDENTES

Les systèmes de commande des moteurs électriques revêtent une importance cruciale dans de nombreuses applications industrielles. Le contrôle efficace des machines asynchrones double étoile est essentiel pour garantir des performances optimales, une régulation précise de la vitesse et du couple, ainsi qu'une réponse rapide aux variations de charge. Dans cette optique, une étude comparative vise à examiner ces deux approches de commande en mettant en lumière leurs avantages et inconvénients. À travers cette analyse, l'objectif est de déterminer quelle méthode de commande est la plus adaptée pour répondre aux besoins spécifiques des systèmes de machines asynchrones à double étoile, en tenant compte des critères de performance, de simplicité de mise en œuvre, de robustesse et d'efficacité énergétique. En somme, cette étude offre un aperçu complet des atouts et des limitations de chaque approche, permettant ainsi aux ingénieurs et aux concepteurs de faire des choix éclairés en matière de commande des machines asynchrones double étoile pour diverses applications industrielles.

Pour sélectionner les meilleures approches, un groupe de tests pratiques a été réalisé sur les deux commandes précédentes. Ci-dessous, vous trouverez une explication de chaque épreuve et des objectifs recherchés.

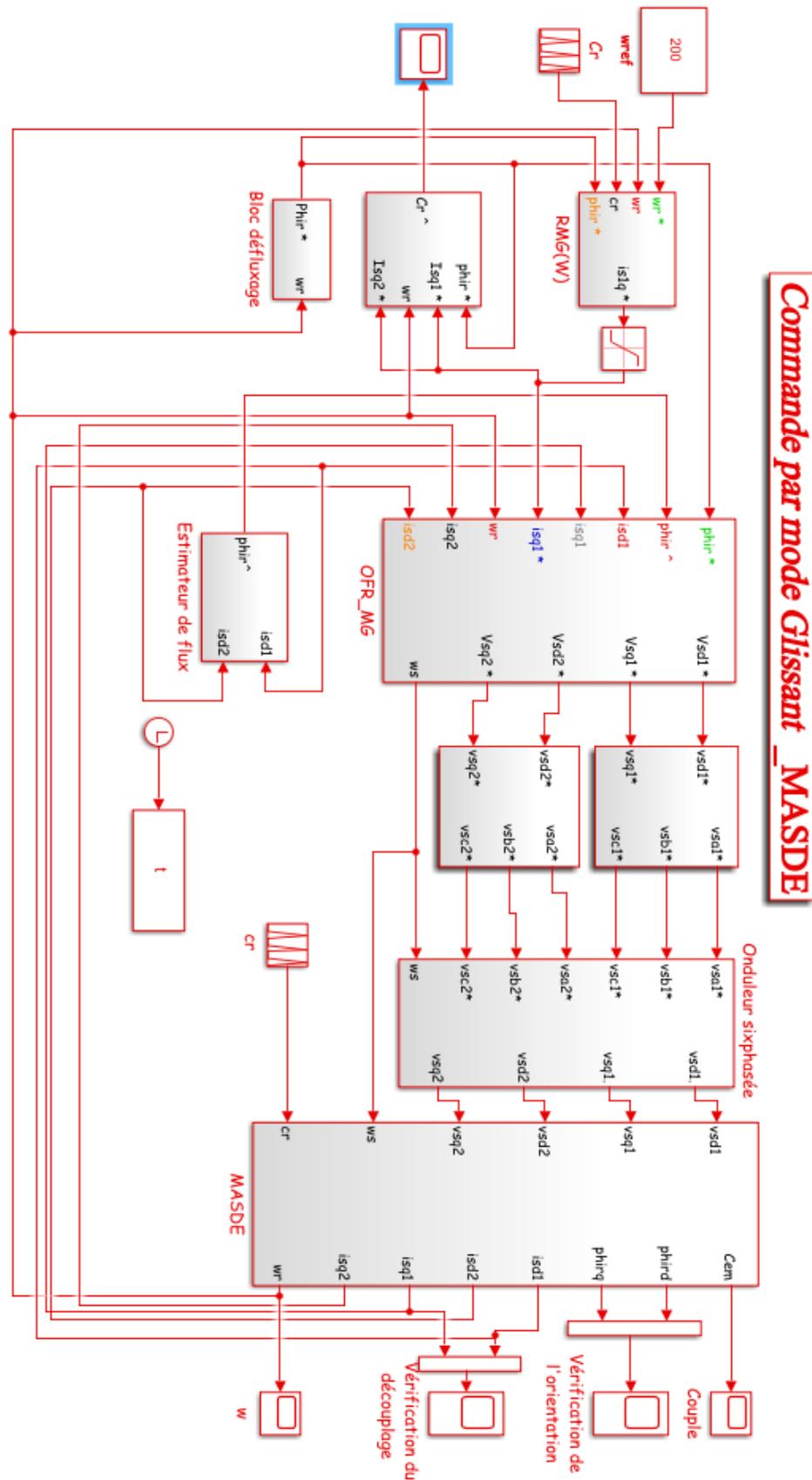


FIGURE 2.10 – Schéma bloc de la commande par mode glissant de MASDE

2.5.1 Les points de comparaison entre la commande vectorielle indirect et commande par mode glissant

(a) Régulation de vitesse

La principale finalité de la régulation de vitesse dans le contrôle d'une MASDE réside dans l'obtention d'un contrôle de la vitesse d'une précision optimale. Cette capacité permet d'ajuster la vitesse de la machine de manière à la faire correspondre exactement aux exigences spécifiques de l'application. La régulation de vitesse englobe également le contrôle de la charge, permettant d'adapter la vitesse de la machine aux fluctuations de la charge. Cette flexibilité permet à la machine de fonctionner de manière stable, même en cas de variations de charge, améliorant ainsi la performance globale du système.

Le test de robustesse par l'inversion du sens de la vitesse de rotation est une méthode couramment utilisée pour évaluer la capacité d'un système à résister à des conditions de fonctionnement inhabituelles ou à des perturbations inattendues, notamment les changements brusques de la direction de rotation. Ce test permet de déterminer si le système peut maintenir son fonctionnement normal et sa stabilité dans de telles situations.

(b) Contrôle du couple

La régulation des couples électromagnétiques par l'application de charge est une stratégie de contrôle essentielle dans de nombreuses commandes pour garantir le fonctionnement efficace, stable et en réponse aux exigences de la charge des moteurs électriques. Elle contribue également à préserver la longévité du moteur et à économiser de l'énergie.

(c) Découplage

L'étude du découplage de courant dans une machine asynchrone est essentielle pour améliorer le contrôle, l'efficacité et la fiabilité de ces machines électriques, ce qui est crucial dans de nombreuses applications industrielles et commerciales. Elle constitue la base des techniques de contrôle avancées telles que le contrôle vectoriel et le mode de glissement, permettant d'optimiser la performance des moteurs asynchrones dans diverses applications. Un bon découplage implique que les deux courants (i_{sd1}) et (i_{sdq1}) sont parfaitement orthogonaux, c'est-à-dire qu'ils sont séparés à 90 degrés l'un de l'autre dans le diagramme vectoriel. Cela signifie que les vecteurs de courants sont parfaitement découplés et qu'il n'y a pas d'influence mutuelle entre eux.

(d) Flux rotorique

L'analyse d'une courbe de flux en forme 3D (représentée sous forme de surface, également appelée graphique surfacique) peut être une tâche complexe, mais elle peut fournir des informations importantes sur le comportement d'un système. Par exemple, les tendances générales dans la surface peuvent inclure des zones où la variable dépendante augmente ou diminue, des zones et la forme générale de la surface et voir son état, est-ce qu'elle est lisse, accidentée, ou comporte-t-elle des pics et des creux. Sa topographie peut indiquer des variations ou des irrégularités dans les données.

2.5.2 Les résultats de simulation et leur analyse

La régulation de la vitesse par les deux commandes précédentes a été étudiée d'abord sans charge, puis après l'application d'une charge ($C_r = 2 \text{ N} \cdot \text{m}$) sur l'intervalle de temps $t = [1.5, 2.5]$ secondes, avec une vitesse de référence $W_{\text{ref}} = 200 \text{ rad/sec}$.

Au moment de la mise en marche, lorsque la charge est absente et pendant la période de transition, la vitesse évolue en fonction du temps. Elle parvient à sa valeur de référence sans la dépasser en seulement (0.2) secondes de temps de réponse, comme illustré dans la figure (2.12).

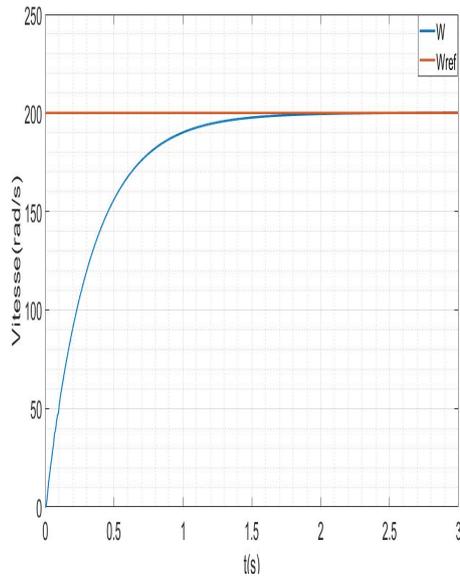


FIGURE 2.11 – La vitesse par commande vectorielle

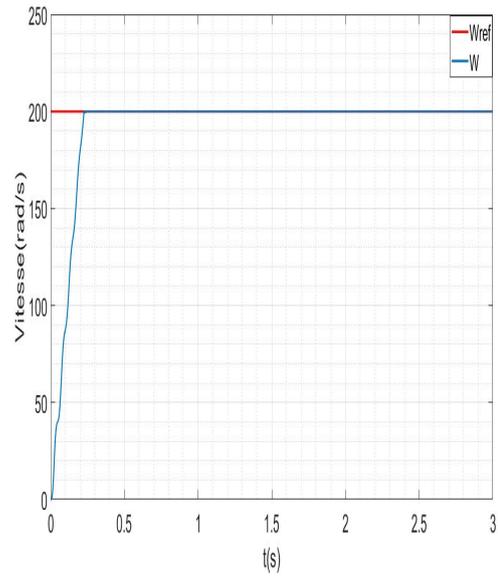


FIGURE 2.12 – La vitesse par mode glissant

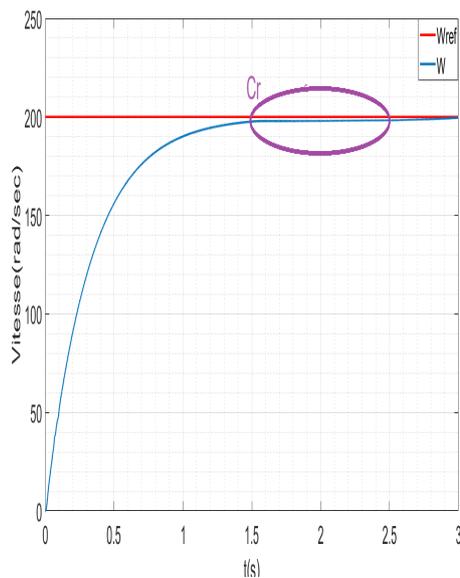


FIGURE 2.13 – La vitesse par commande vectorielle avec charge

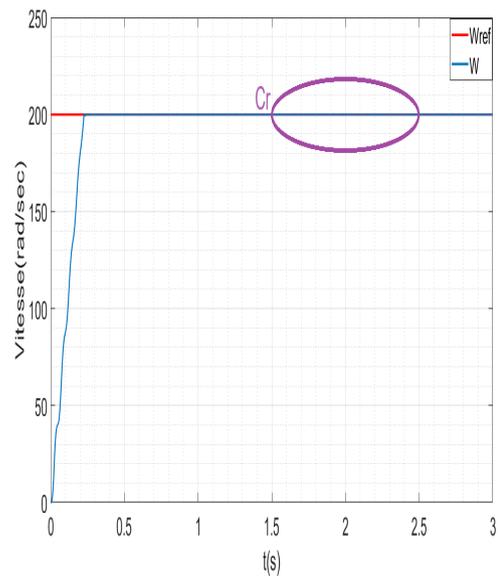


FIGURE 2.14 – La vitesse par mode glissant avec charge

En contraste, selon la figure (2.11), la vitesse augmente de manière plus graduelle, nécessitant environ (2) secondes pour atteindre sa vitesse de référence. Cependant, cette trajectoire montre une tendance linéaire relativement constante, suggérant un meilleur contrôle sur la présence des harmoniques. Avec l'introduction d'une charge symbolisée par C_r , on peut observer sur la figure (2.14) que l'impact sur la valeur de la vitesse a été neutralisé par rapport à la figure (2.13). On constate qu'il y a une légère décroissance de la valeur de la vitesse par rapport à la vitesse de référence pendant la période d'influence de C_r .

Dans les figures (2.15) et (2.16), un test de robustesse a été réalisé pour les deux commandes en variant la valeur de rotation du moteur et en alternant sa polarité du positif au négatif pendant le temps [2 à 3] secondes. Une différence notable dans la capacité de suivi entre les deux commandes a été observée, comme en témoigne la stabilité remarquable de la figure (2.16). La commande dans cette figure présente une performance de suivi de la vitesse de référence idéale. En revanche, dans la figure (2.15), l'atteinte de la valeur de vitesse souhaitée demande plus de temps et est accompagnée d'une certaine marge d'erreur par rapport à la valeur de vitesse souhaitée.

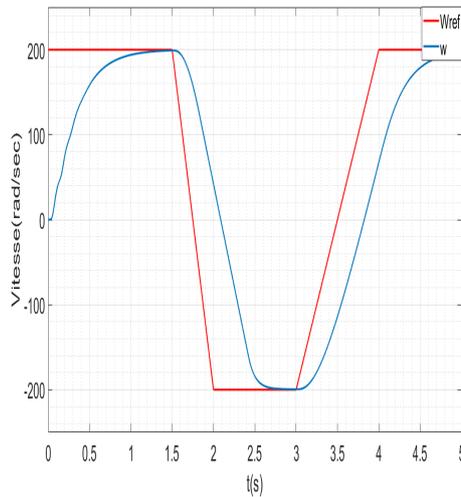


FIGURE 2.15 – Variation de vitesse par commande vectorielle

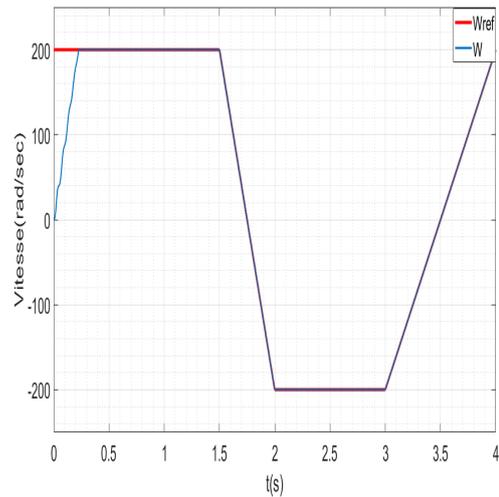


FIGURE 2.16 – Variation de vitesse par mode glissant

Dans les graphiques (2.17) et (2.18), nous avons examiné comment les couples électromagnétiques varient sous les deux types de commandes précédemment mentionnées, avec C_{em1} en mode de commande vectorielle et C_{em2} en mode glissant.

En observant la première courbe, nous constatons que C_{em1} atteint une valeur maximale de 240 N.m, tandis que C_{em2} atteint sa valeur maximale à 120 N.m, ce qui équivaut à la moitié de la valeur de C_{em1} . Cette observation se confirme en régime permanent, où l'on remarque que la valeur de C_{em1} est presque deux fois supérieure à celle de C_{em2} , avec une présence accrue de distorsions, bien que ces grandeurs soient proches de zéro.

Lorsqu'on applique une charge $C_r = 2$ N.m dans l'intervalle de temps [1.5, 2.5] secondes, on peut observer que les réponses des couples électromagnétiques C_{em1} et C_{em2} sont affectées différemment. La commande vectorielle, représentée par C_{em1} , montre une capacité à suivre la charge appliquée avec une légère augmentation du couple, indiquant une bonne réactivité. En revanche, la commande par mode glissant, représentée par C_{em2} , montre une réponse plus sensible et plus

rapide à la variation de charge, bien que cette sensibilité accrue puisse entraîner des oscillations supplémentaires.

En somme, bien que les deux méthodes de commande soient sensibles à la présence de C_r , la commande vectorielle (C_{em1}) présente une réponse plus stable mais moins réactive, tandis que la commande par mode glissant (C_{em2}) réagit plus rapidement mais avec des oscillations potentielles.

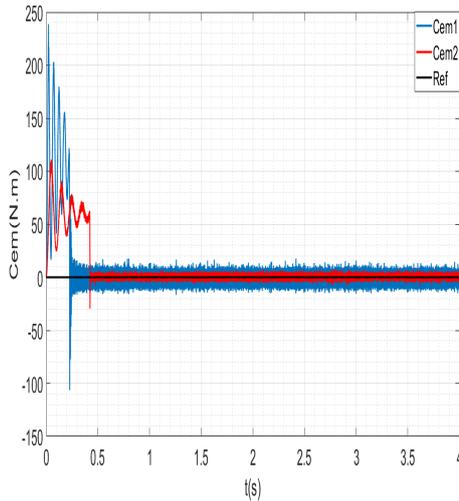


FIGURE 2.17 – Les couples électromagnétiques par commande vectorielle et mode glissant sans charges

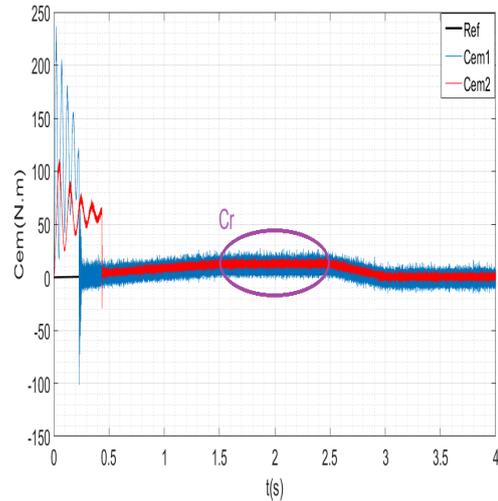


FIGURE 2.18 – Les couples électromagnétiques par commande vectorielle et mode glissant avec charges

Dans les figures (2.19) et (2.20), le découplage entre le courant (I_{sd1}) et le courant quadratique (I_{sq1}) pour la première phase de la machine asynchrone des deux commandes en cours d'étude est testé.

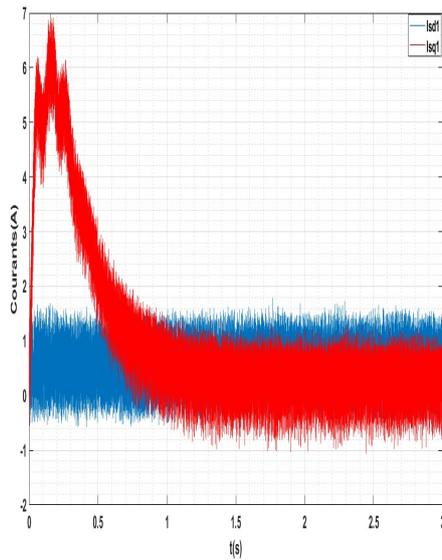


FIGURE 2.19 – Découplage des courants quadratiques par commande vectorielle avec la poursuite de la charge

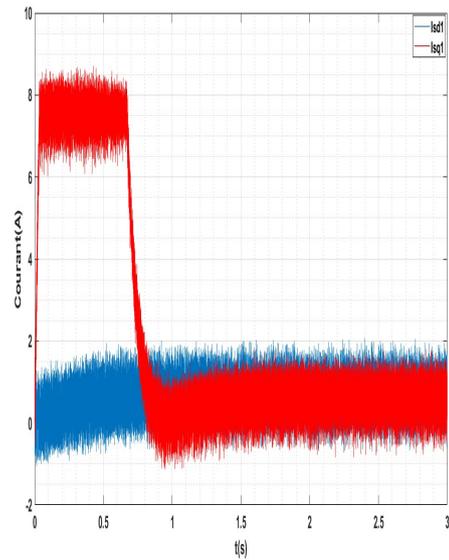


FIGURE 2.20 – Découplage des courants quadratiques par mode glissant avec la poursuite de la charge

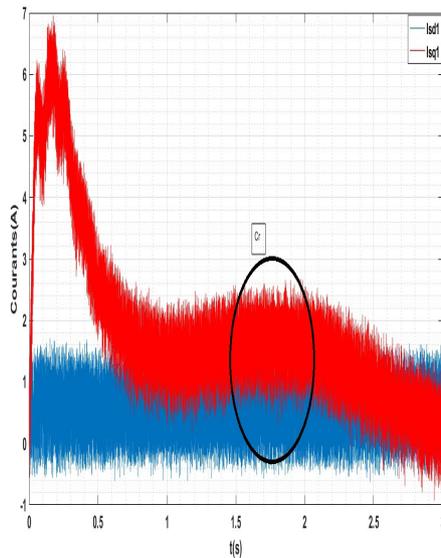


FIGURE 2.21 – Découplage des courants quadratiques par commande vectorielle avec charge

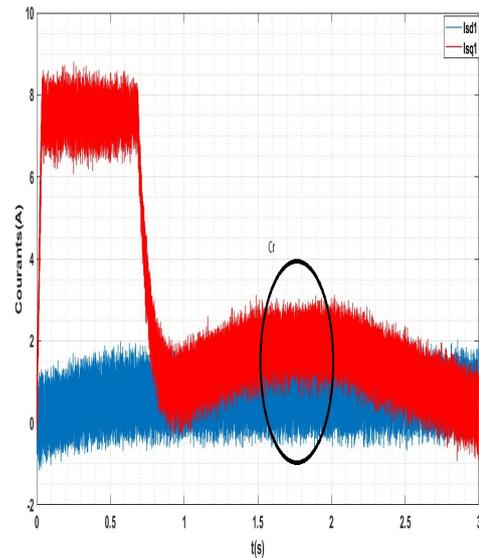


FIGURE 2.22 – Découplage des courants quadratiques par mode glissant avec charge

Les résultats de la simulation mettent en évidence des différences significatives entre les deux stratégies de commande étudiées pour une machine asynchrone double étoile. Au démarrage et en régime transitoire, les courants I_{sd1} et I_{sq1} sont clairement séparés pour les deux approches. La commande par mode glissant montre une séparation maximale de 6 A entre I_{sd1} et I_{sq1} , ce qui indique une capacité robuste à maintenir une distinction prononcée entre les composantes directe et quadraturelle des courants sur une période d'environ 1 seconde. En revanche, la commande vectorielle indirecte présente une séparation légèrement inférieure, avec environ 4 A entre I_{sd1} et I_{sq1} , mais cette séparation est maintenue sur une période plus courte d'environ 0.6 seconde.

Lors de l'application d'un couple mécanique $C_r = 2$ Nm (ciblé dans l'intervalle 1.5 à 2 s seulement) voir figures (2.21) et (2.22), les performances des deux stratégies se manifestent différemment. La commande par mode glissant maintient une séparation stable des courants I_{sd1} et I_{sq1} , ce qui est crucial pour assurer un contrôle précis et dynamique dans cette plage de couple. En comparaison, la commande vectorielle indirecte montre une séparation initiale légèrement plus faible mais sur une durée plus courte, ce qui peut influencer la réactivité du système face aux variations de charge.

Ces résultats mettent en lumière les performances distinctes des deux stratégies de commande pour le contrôle des courants dans une configuration double étoile. La commande par mode glissant se distingue par sa capacité à maintenir une séparation maximale entre les courants I_{sd1} et I_{sq1} , et elle offre une stabilité prolongée de cette séparation malgré une différence initiale légèrement inférieure.

Ces observations sont cruciales pour le développement et l'optimisation des stratégies de commande dans les applications industrielles des machines asynchrones, influençant directement la performance et l'efficacité énergétique du système.

Les courbes de flux de surface, représentées par les figures (2.23) et (2.24) pour les deux commandes, présentent des topographies similaires. Cela indique que les mêmes niveaux de flux sont affectés par la présence de charge dans l'intervalle de

temps [1.5, 2.5] secondes, comme le montrent clairement les pics aux deux points sur les deux figures.

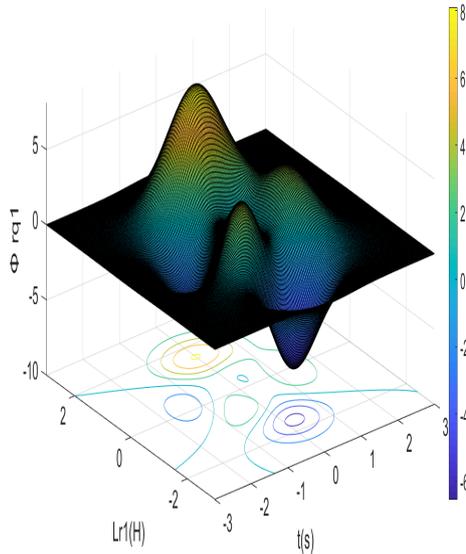


FIGURE 2.23 – Flux rotorique quadratique par commande vectorielle

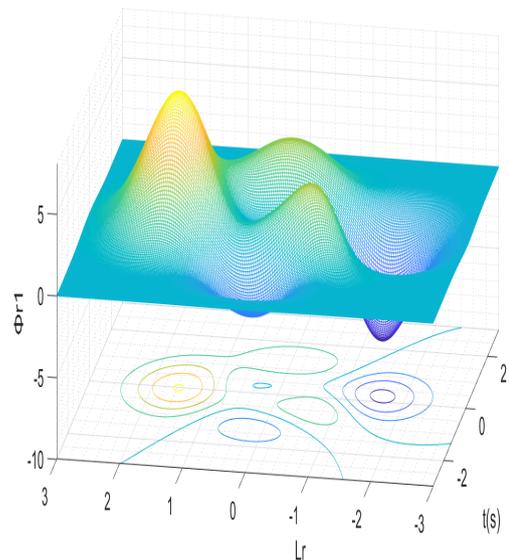


FIGURE 2.24 – Flux rotorique quadratique par mode glissant

À partir des éléments précédemment discutés, on peut tirer les conclusions suivantes :

- Le contrôle de la vitesse de rotation de la MASDE par mode glissant offre une réponse plus rapide que le contrôle vectoriel. Il parvient également à maintenir la stabilité de la valeur de la vitesse de rotation une fois cette dernière atteinte. Bien que le contrôle vectoriel présente une certaine stabilité dans la phase transitoire de la courbe de vitesse de commande, il ne semble pas être affecté par la présence d'harmoniques, indiquant ainsi que ce type de contrôle est robuste à ces perturbations.
- La valeur de vitesse obtenue par le contrôle glissant n'est pas influencée par la charge en cours, conférant ainsi une stabilité accrue au système, même en cas de variations de la charge, et permettant un suivi parfait de la vitesse de référence, même en cas d'inversion du sens de rotation.
- En général, le processus de séparation des deux courants est bien meilleur avec le mode glissant que la commande vectorielle. Cependant, la commande vectorielle est plus intense que la commande par mode glissant, indiquant la présence d'harmoniques et de distorsions entre les différents paramètres.
- Lorsqu'on recherche une production de couple élevée, la commande vectorielle peut être privilégiée par rapport au mode glissant. En revanche, si l'accent est mis sur l'efficacité énergétique, la commande par mode glissant pourrait s'avérer plus avantageuse.
- Les deux approches offrent une réponse rapide aux variations de charge. Il est important de noter que la commande vectorielle peut générer davantage de distorsions, entraînant la présence accrue d'harmoniques indésirables, pouvant avoir un impact néfaste sur d'autres équipements électriques et électroniques au sein du système.

Au terme de la comparaison, on peut résumer les conclusions par le tableau suivant :

MASDE	Commande vectorielle	Commande glissante
Complexité de l'algorithme	Moyenne	Faible
Contrôle de vitesse	Bon	Très bon
Robustesse	Moins robuste	Robuste
Comportement en baisse de vitesse	Bien	Très bien
Réponse dynamique	Lent	Rapide
Découplage	Séparation acceptable	Séparation très suffisante
Sensibilité à la charge	Un peu	Rien
Ondulation de couple	Haut	Faible
Effet du flux rotorique	Haut	Faible

TABLE 2.1 – Résumé de la comparaison entre commande vectorielle et mode glissant pour MASDE

2.6 CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à une analyse approfondie et comparative de deux stratégies de commande pour la Machine Asynchrone Double Étoile : la commande vectorielle indirecte et la commande par mode glissant.

Les résultats et les enseignements tirés de cette étude jettent une lumière précieuse sur les avantages, les inconvénients et les performances de ces deux approches. Voici les principales conclusions de ce chapitre :

La Commande Vectorielle Indirecte offre un contrôle précis et souple de la MASDE, permettant de découpler le flux et le couple électromagnétique pour une réponse dynamique rapide et une régulation précise de la vitesse. Elle est particulièrement adaptée aux applications nécessitant un suivi précis de la trajectoire et une adaptation rapide aux variations de charge.

La Commande par Mode Glissant, basée sur la théorie des systèmes à structure variable, offre une réponse robuste face aux non-linéarités, aux perturbations et aux variations de paramètres. Elle se distingue par sa résilience face à l'incertitude et sa capacité à garantir une performance stable même dans des conditions difficiles.

Comparaison des Performances : L'étude comparative a révélé que le choix entre la commande vectorielle indirecte et la commande par mode glissant dépend fortement des caractéristiques spécifiques de l'application. La commande vectorielle indirecte excelle en termes de précision de régulation et de réponse dynamique, tandis que la commande par mode glissant se démarque par sa robustesse face aux perturbations et son adaptation aux incertitudes.

Contexte d'Application : Le choix de la stratégie de commande doit être guidé par le contexte d'application. Pour les applications où la précision, la rapidité et la régulation de la vitesse sont cruciales, la commande vectorielle indirecte peut être préférable. En revanche, pour des environnements exigeants avec des perturbations inévitables, la commande par mode glissant offre une alternative robuste.

Ce chapitre a mis en lumière les forces et les faiblesses de la commande vectorielle indirecte et de la commande par mode glissant pour la MASDE. Le choix de la meilleure stratégie dépendra des exigences spécifiques de l'application, des conditions opérationnelles et des priorités en matière de performance. Cette compréhension approfondie est essentielle pour prendre des décisions éclairées lors

de la conception et de la mise en œuvre de systèmes électriques basés sur la MASDE.

Après avoir étudié la MASDE en boucle ouverte et en boucle fermée dans l'état sain lors des deux chapitres précédents, nous allons maintenant aborder son étude en cas de défaillance par les chapitres suivants.

LES DÉFAUTS DE LA MASDE ET SES TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC

3

SOMMAIRE

3.1	INTRODUCTION	65
3.2	TERMES ET DÉFINITIONS DE DÉFAILLANCE	65
3.3	LA SÛRETÉ DE FONCTIONNEMENT	67
3.3.1	Recherche des signatures des défaillances	67
3.3.2	Mise au point de méthodes de surveillance/détection	67
3.3.3	Diagnostic des défaillances	68
3.3.4	Décision d'actions	68
3.4	LA DÉFAILLANCE DU MOTEUR ASYNCHRONE	69
3.4.1	Les raisons entraînant des défauts du stator	69
3.4.2	Les raisons entraînant des défauts du rotor	70
3.4.3	Classification des défauts	71
3.5	PRÉSENTATION DES DÉFAUTS DE MASDE	72
3.5.1	1. Défauts statoriques	73
3.5.2	2. Défauts rotoriques	74
3.6	TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DE DÉFAUTS DE MOTEUR ASYNCHRONE	75
3.6.1	Méthodes avec base de modèle	76
3.6.2	Méthodes s'appuyant sur une base de connaissance	77
3.7	MÉTHODE MCSA (MOTOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS)	79
3.7.1	Principe de la méthode MCSA	79
3.7.2	Avantages de la méthode MCSA	79
3.7.3	Limitations et solutions	79
3.8	LE CONTENU FRÉQUENTIEL DU COURANT STATORIQUE DANS LA MASDE	80
3.9	CONCLUSION	84

3.1 INTRODUCTION

Pendant leur fonctionnement, les machines asynchrones en général, et notamment les machines asynchrones double étoile, sont confrontées à diverses contraintes et sollicitations. À mesure que ces contraintes s'accumulent, de nombreux composants de la machine développent des défauts. Ces derniers peuvent avoir diverses origines, telles que des conditions de fonctionnement anormales, des problèmes liés à l'alimentation électrique, des contraintes mécaniques excessives ou des erreurs de conception.

En plus de la performance et de l'efficacité énergétique, la sûreté de fonctionnement est un aspect essentiel des machines asynchrones double étoile. Étant donné que ces machines sont souvent utilisées dans des applications critiques, telles que les industries lourdes, les systèmes de transport ou les infrastructures, il est primordial de garantir leur fonctionnement fiable et sécurisé.

La sûreté de fonctionnement des machines asynchrones double étoile est cruciale pour assurer la fiabilité et la sécurité des applications dans lesquelles elles sont utilisées. La combinaison d'une maintenance régulière, d'une surveillance en ligne et de stratégies de redondance peut contribuer de manière significative à minimiser les risques de défaillance et à garantir un fonctionnement fiable et sécurisé de ces machines dans des environnements exigeants.

Dans les paragraphes suivants, on abordera la conception de sûreté de fonctionnement et les différents types de défauts qui peuvent se produire dans les machines asynchrones double étoile, ainsi que leurs causes sous-jacentes. On examinera également les différentes techniques de diagnostic utilisées pour détecter et identifier ces défauts, afin d'assurer un fonctionnement optimal et d'éviter les pannes imprévues. De plus, on discutera des méthodes de prévention et de traitement des défauts, en mettant l'accent sur les meilleures pratiques pour maintenir la fiabilité et la durabilité des MASDE. La compréhension de ces défauts et des techniques de diagnostic associées est essentielle pour les ingénieurs et les techniciens chargés de la maintenance et de la réparation de ces machines, afin de garantir leur bon fonctionnement et leur efficacité énergétique.

À la conclusion de ce chapitre, nous optons pour la méthode de diagnostic par l'analyse des harmoniques d'encoches rotoriques, et plus spécifiquement, la méthode de Monitoring Current Signature Analysis (MCSA). Cette approche nous permet d'identifier les harmoniques liées à l'état sain du moteur en analysant le spectre du courant statorique. L'utilisation de la MCSA offre une méthode fiable et efficace pour détecter les anomalies potentielles et évaluer la santé globale du moteur, contribuant ainsi à une maintenance préventive et à la minimisation des temps d'arrêt imprévus.

3.2 TERMES ET DÉFINITIONS DE DÉFAILLANCE

Avant tout, il est nécessaire de comprendre certaines définitions liées à notre chapitre, qui seront utilisées tout au long de l'étude de ces sections.

La terminologie utilisée provient de diverses sources bibliographiques, la plupart ayant été identifiées lors des discussions du "SAFEPROCESS" (Comité technique de la Fédération internationale de l'automatisme) et résumée dans le format glossaire du projet MONET. D'autres termes ont été considérés au sein des groupes SPSF (Safe Operating Production Systems) et GRP (Groupement pour la Recherche en Manufacturier) ([Loures \[2006\]](#), [Ammar \[2012\]](#)).

1. **Défaut** : Une déviation non permise d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement.
2. **Panne ou défaillance** : Interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées.
3. **Dysfonctionnement** : Exécution d'une fonction du système où le service rendu n'est pas délivré ou délivré d'une manière incomplète.
4. **Symptôme** : Changement d'une quantité observable par rapport à un comportement normal.
5. **Perturbation** : Signal d'entrée non contrôlé dont la présence est non souhaitable, normale mais pas nécessairement désirée.
6. **Résidu** : Indicateur de défaut basé sur la déviation entre les mesures et les calculs basés sur un modèle.
7. **Trajectoire** : Évolution temporelle d'une variable.
8. **Suivi** : Fonction maintenant en permanence d'un historique de traitements effectués par le système de commande/supervision et une trace des événements qui perçoit le système.
9. **Détection de défauts** : Détermination de la présence de défauts et de l'instant de leur occurrence.
10. **Localisation de défauts** : Détermination du type, de la localisation et de la date d'un défaut détecté, ce qui consiste à remonter d'un ensemble de symptômes à un ensemble de composants défaillants.
11. **Identification de défauts** : Détermination de la taille et du comportement temporel d'un défaut, fonction qui suit la localisation.
12. **Surveillance** : Ensemble de fonctions s'exécutant en temps réel ayant pour but de reconstituer l'état réel du procédé au sein de modèles utilisés par le système de conduite du procédé, ce qui consiste en l'enregistrement de l'information ainsi qu'en la reconnaissance et l'indication de comportements anormaux.
13. **Supervision** : Représente la surveillance d'un système physique et la prise de décisions appropriées en vue de maintenir son opération face à des défaillances.
14. **Connaissance topologique (structurelle)** : Description de l'interconnexion des composants du procédé (modèle structurel).
15. **Connaissance comportementale** : Description de la relation d'entrée-sortie des composants du système. Le modèle de comportement du système décrit les trajectoires du système.
16. **Granularité** : Se rapporte au nombre de variables utilisé dans un modèle. L'élimination ou l'agrégation de certaines variables du modèle correspond à un processus d'abstraction.
17. **Précision** : Reflète le niveau de détail mis pour exprimer les distinctions entre les valeurs des variables décrivant le système. Les modèles analytiques sont utilisés pour une représentation plus précise tandis que les modèles qualitatifs et heuristiques demandent une connaissance moins précise.
18. **Exactitude** : Liée à la distance entre la solution du modèle et le comportement observé du système réel. L'opération d'abstraction

3.3 LA SÛRETÉ DE FONCTIONNEMENT

La sûreté de fonctionnement, universellement appelée la science des défaillances, est une discipline axée sur la détection, la compréhension et le contrôle des défauts du système [\(Khov \[2009\]HALEM \[2015\]\)](#).

Il est impératif d'avoir un contrôle global du système, prenant en compte des facteurs tels que les circonstances d'utilisation, les risques externes, les architectures fonctionnelles et matérielles, ainsi que la fatigue structurelle et la fatigue des matériaux dans ce domaine interfonctionnel. Des avancées significatives dans ce secteur sont attribuables à plusieurs études menées sur l'évaluation des constats d'expérience et des rapports d'analyse d'accidents [\(Laprieet al. \[1995\]Khov \[2009\]\)](#).

La sûreté de fonctionnement peut être définie comme la capacité d'une entité à remplir une ou plusieurs fonctions requises dans des circonstances prédéterminées. Cette définition s'appuie sur une analyse scientifique des systèmes, tant du point de vue prévisionnel, opérationnel que expérimental, tout en tenant compte des possibilités et des répercussions des défaillances.

La méthode de la « sûreté de fonctionnement » repose sur des notions fondamentales précisées au fil de l'évolution de ce domaine, et elle est encore en cours d'amélioration. Comme toute science, la fiabilité a ses propres notions terminologiques. Ainsi, l'apprentissage de cette langue de base représente une première étape cruciale dans la compréhension de ce domaine [\(Villemeur \[1988\]\)](#).

En résumé, la construction d'un dispositif de sûreté de fonctionnement nécessite de passer par les étapes illustrées à travers la hiérarchie de la figure (3.1) [\(HALEM \[2015\], Abed \[2002\], Kaniche \[1999\]\)](#).

Ci-dessous, nous expliquerons les étapes nécessaires et approfondirons davantage celles que nous discuterons au cours de notre étude.

3.3.1 Recherche des signatures des défaillances

La recherche de signatures ou d'indicateurs de défaut vise à caractériser le fonctionnement du système en déterminant la nature et la source de chaque défaut. Cette approche permet une différenciation précise entre les défaillances qui se produisent à différentes étapes du processus.

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour mener cette recherche. Elle peut consister à élaborer un modèle mathématique du système, une approche interne, ou à opter pour une approche sans modèle lorsque la complexité du système rend l'utilisation d'un modèle analytique inapplicable. De plus, des outils de modélisation, de simulation, et des tests expérimentaux peuvent être employés pour obtenir des résultats [\(Ondel \[2006\]\)](#).

3.3.2 Mise au point de méthodes de surveillance/détection

Grâce aux connaissances acquises lors de l'étape de recherche de signatures des défaillances, il devient possible de connaître le comportement du système en cas de panne, d'identifier les défaillances les plus probables, leurs manifestations critiques, ainsi que les symptômes associés. Le processus de création de méthodes de surveillance et de détection s'appuie sur ces connaissances pour développer des moyens permettant de mettre en évidence l'apparition ou l'occurrence d'un défaut pendant le fonctionnement du système. La plupart des techniques de surveillance et de détection reposent sur des mesures directes ou indirectes de gran-

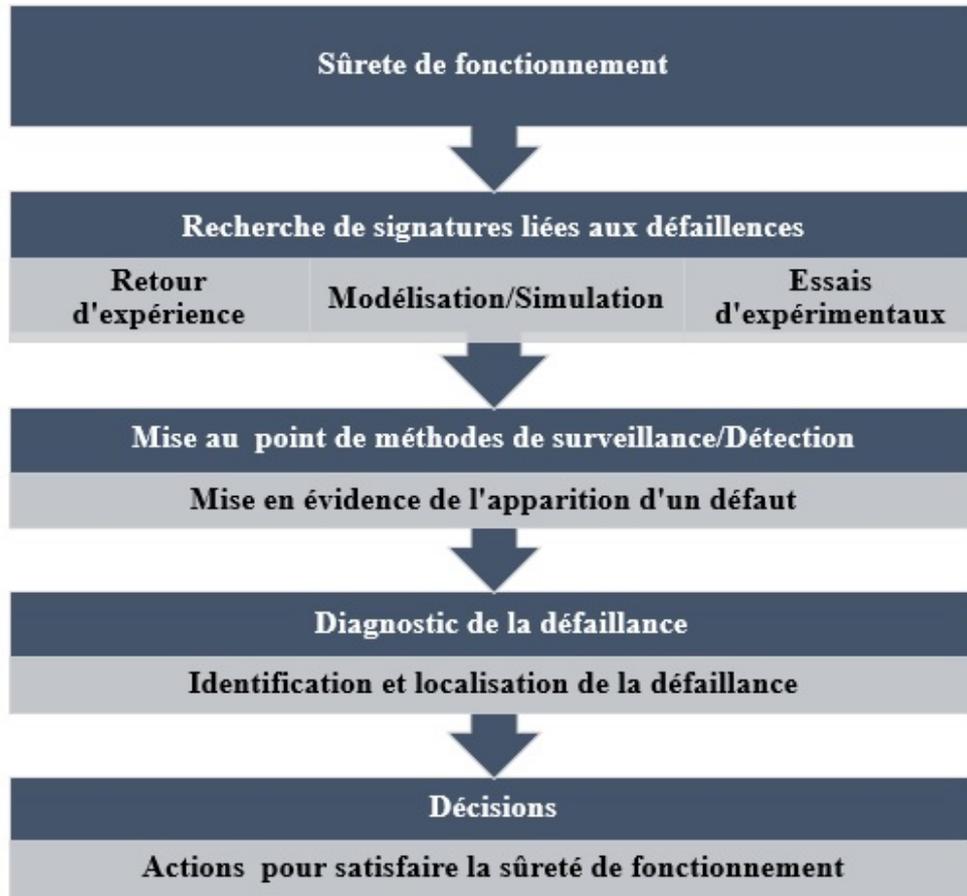


FIGURE 3.1 – Les étapes de conception de sûreté de fonctionnement

deurs liées au système, visant à détecter automatiquement l'émergence des signatures des problèmes sans nécessiter une expertise humaine directe *(Ondel [2006])*.

3.3.3 Diagnostic des défaillances

L'étape de diagnostic implique l'examen des données de surveillance pour identifier la ou les causes les plus probables de la panne. Les informations sur la relation de cause à effet entre les différents éléments peuvent être exploitées dans les approches diagnostiques. Cette étape fournit des informations cruciales pour identifier le plan d'action potentiel afin de contenir le défaut et évaluer son degré de criticité *(Ondel [2006])*.

3.3.4 Décision d'actions

L'étape décisionnelle intervient pour répondre aux besoins du cahier des charges de sûreté d'exploitation, visant le maintien de la fonction, la sécurisation, la maintenance, etc. Elle consiste à appliquer les actions les plus appropriées en fonction des résultats obtenus au cours des étapes précédentes.

Avant d'aborder l'étape cruciale du diagnostic pour les moteurs asynchrones, il est impératif de mettre en lumière les phases préliminaires qui préparent le terrain pour une évaluation précise des défaillances. La recherche de signatures des défaillances et la mise au point de méthodes de surveillance représentent les préalables indispensables, visant à caractériser le fonctionne-

ment normal du système et à anticiper les manifestations potentielles de défauts. Ces phases pré-diagnostiques sont essentielles pour établir une base solide de connaissances sur le comportement nominal du moteur asynchrone.

Ces étapes sont fondamentales pour comprendre le comportement normal du moteur asynchrone, identifiant ainsi des anomalies potentielles avant même qu'elles ne se manifestent pleinement. La recherche de signatures des défaillances, par exemple, cherche à caractériser les précurseurs des défauts et à établir des indicateurs permettant une détection précoce.

À présent, notre attention se tourne vers la phase cruciale du diagnostic. Alors que les parties précédentes nous ont permis de comprendre les fondements du système et d'identifier des anomalies potentielles, le diagnostic vise à aller au-delà des symptômes. Nous cherchons à identifier avec précision les causes sous-jacentes des défaillances, à évaluer leur gravité, et à formuler des actions appropriées. C'est dans cette perspective que nous explorons les techniques de diagnostic spécifiques pour les moteurs asynchrones, adaptées à leurs caractéristiques et leurs contraintes particulières. Cette phase est cruciale pour assurer la fiabilité continue, la sécurité opérationnelle, et la durabilité des moteurs asynchrones dans divers contextes d'utilisation.

3.4 LA DÉFAILLANCE DU MOTEUR ASYNCHRONE

Tout événement entraînant un comportement anormal d'une machine électrique, susceptible de l'endommager à court ou à long terme, est considéré comme un défaut. Les défauts des machines électriques tournantes peuvent découler de divers aspects tels que la conception, les tolérances de fabrication, l'assemblage, l'installation, les conditions de travail, le type de charge, et le calendrier de maintenance.

Dans les paragraphes suivants, nous tenterons de classer les dysfonctionnements survenant dans la machine selon différentes classifications, que ce soit en fonction du lieu de leur apparition dans l'une des pièces du moteur ou en fonction des raisons et de l'origine de leur apparition.

3.4.1 Les raisons entraînant des défauts du stator

Les principales causes des impacts sur le stator comprennent :

1. **Thermiques (Surcharge) :**

— Le déséquilibre de tension émerge comme l'une des principales causes de défauts dans le stator d'une machine asynchrone. Il survient lorsque les tensions aux bornes des différentes phases du stator ne sont pas équivalentes. Cette disparité peut conduire à des flux magnétiques inégaux, provoquant des courants déséquilibrés, des perturbations dans le fonctionnement du stator, et potentiellement des défaillances.

2. **Électriques (Diélectriques) :**

— Les défauts d'origine électrique, principalement d'origine diélectrique, peuvent résulter de divers phénomènes tels que des surtensions, des défauts d'isolement, ou des perturbations électriques. Ces problèmes peuvent conduire à des dégradations des isolants du stator, augmentant ainsi le risque de courts-circuits et d'avarie des bobinages.

3. **Mécaniques (Bobinage) :**

- Les défauts mécaniques dans le stator peuvent être causés par des contraintes physiques excessives, des vibrations anormales ou des chocs mécaniques. Ces conditions peuvent endommager le bobinage du stator, entraînant des courts-circuits entre les spires, des ruptures de conducteurs, ou des déformations structurelles. Les problèmes mécaniques peuvent également perturber l’alignement des composants, affectant ainsi les performances globales de la machine.

4. **Environnementales (Agressions) :**

- Les agressions environnementales font référence à des conditions extérieures défavorables telles que la présence de poussières, d’humidité, de produits chimiques corrosifs, etc. Ces éléments peuvent affecter la qualité des matériaux du stator, provoquer une corrosion, ou influencer la performance des isolants. Les agressions environnementales peuvent accélérer le vieillissement des composants du stator et contribuer à des défaillances prématurées.

3.4.2 Les raisons entraînant des défauts du rotor

Les principales causes des impacts sur le rotor comprennent :

1. **Thermiques (Surcharge) :**

- La surcharge thermique est l’une des principales causes de défauts dans le rotor d’une machine asynchrone. Elle survient lorsque le rotor fonctionne à une puissance ou à un courant supérieur à sa capacité nominale pendant une période prolongée. Cela peut entraîner une augmentation de la température du rotor, provoquant des dégradations des isolants, une déformation des composants et éventuellement des défaillances.

2. **Électromagnétiques (Force en fonction de $B^2(t)$) :**

- Les défauts d’origine électromagnétique, liés à la force en fonction de $B^2(t)$, peuvent être causés par des variations inattendues du champ magnétique. Ces variations peuvent entraîner des contraintes excessives sur le rotor, provoquant des déformations ou des ruptures.

3. **Résiduelles (Déformation) :**

- Les défauts résiduels, tels que la déformation, peuvent résulter de procédés de fabrication, de refroidissement inégal, ou d’autres variations non prévues. Ces défauts peuvent affecter la géométrie du rotor et influencer ses performances.

4. **Dynamiques (Arbre de transmission) :**

- Les défauts d’origine dynamique, liés à l’arbre de transmission, peuvent être causés par des vibrations, des déséquilibres ou des défauts de l’arbre. Ces problèmes peuvent entraîner des contraintes mécaniques sur le rotor, affectant ainsi son intégrité structurelle.

5. **Mécaniques (Roulement) :**

- Les défauts mécaniques au niveau des roulements du rotor peuvent être causés par l’usure, des défauts de lubrification ou des charges excessives. Ces problèmes peuvent entraîner des vibrations, des frottements excessifs, voire des défaillances complètes des roulements.

6. **Environnementales (Agressions) :**

- Les agressions environnementales, telles que la présence de poussières, d’humidité, de produits chimiques corrosifs, etc., peuvent affecter la qualité des matériaux du rotor, provoquer une corrosion, ou influencer la performance des composants. Ces agressions peuvent contribuer à des défaillances prématurées du rotor.

Cette classification permet de mieux appréhender les diverses origines de défaillance et d’orienter les efforts de maintenance et de prévention de manière ciblée. Elle souligne l’importance de la compréhension approfondie des différents mécanismes susceptibles de causer des défauts, contribuant ainsi à améliorer la fiabilité et la durabilité des moteurs asynchrones.

3.4.3 Classification des défauts

1. Selon leurs origines

Les défauts des machines électriques peuvent être divisés en catégories internes et externes en fonction de leur origine. Les pièces de la machine (telles que les enroulements du stator et du rotor, les circuits magnétiques, le rotor de la cage et les entrefers mécaniques) sont à l’origine des défauts internes. Le type de source d’alimentation, la charge mécanique, ainsi que l’environnement dans lequel la machine est utilisée sont autant de facteurs qui contribuent aux problèmes externes, comme illustré dans l’organigramme en annexe, voir figure (3.2).

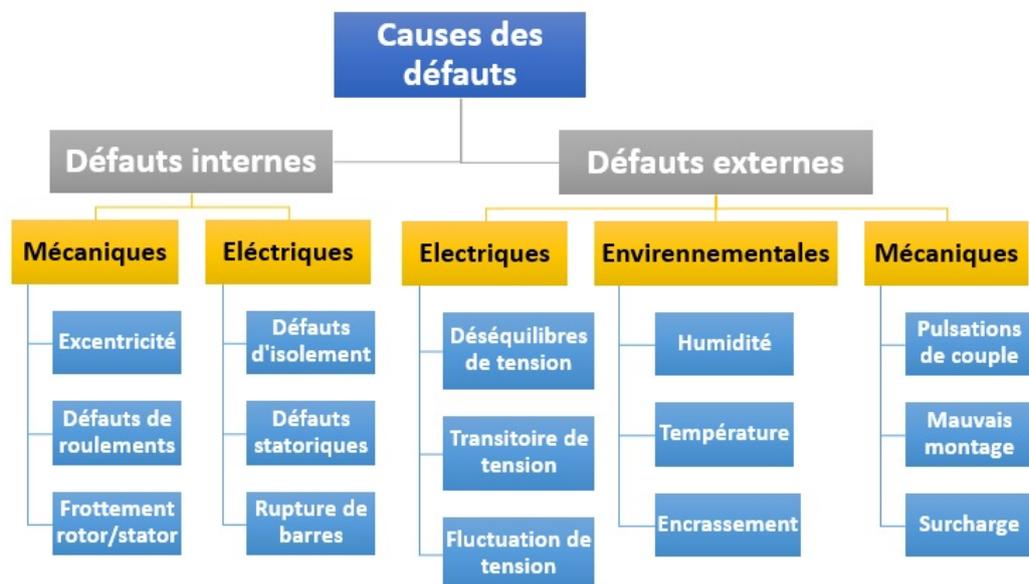


FIGURE 3.2 – Organigramme montrant les causes internes et externes de défauts de machine asynchrone

2. Selon leur fréquence d’apparition et leur importance

Il existe de nombreuses techniques de catégorisation des défauts, telles que :

1. Producteurs de défauts ou initiateurs de défauts : Surchauffe du moteur, défauts électriques (courts-circuits), surtensions d'alimentation, problèmes d'isolation électrique, fragilité des fixations...,etc .
2. Amplificateurs de défaut : une surcharge fréquente, des vibrations mécaniques, un environnement humide, une surchauffe permanente, une lubrification insuffisante, le vieillissement, etc.
3. Défauts de fabrication : les pièces défectueuses, les protections inappropriées, le mauvais dimensionnement des machines, etc.

Semblable à ce type de classification, de nombreuses recherches ont été menées au fil des années afin de classer les défauts et défaillances du moteur asynchrone.

En 1988, une étude des systèmes industriels sur les pannes de machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 [kW] à 200 [kW]) par une compagnie d'assurance allemande a produit les résultats suivants en annexe expliqué par le secteur qui montre le pourcentage de l'apparition des défauts dans la machine asynchrone (*Ondel* [2006]), voir figure (3.3) .

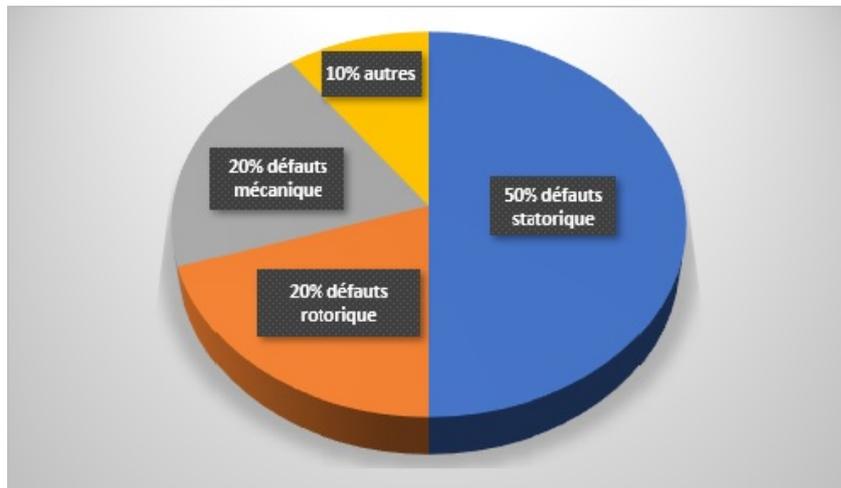


FIGURE 3.3 – Les proportions de distribution de défauts dans les machines asynchrones en 1988

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de (78%) à (60%) et au rotor de (12%) à (22%), ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est résumée à travers la figure (3.4) .

En 1995, une autre analyse statistique des équipements de forte puissance (100 [kW] à 1 [MW]) a été réalisée (*ThorsenandDalva* [1995], *Ondel* [2006]), la figure (3.5) montre ses résultats .

3.5 PRÉSENTATION DES DÉFAUTS DE MASDE

Lorsqu'une MASDE fonctionne en mode dégradé, c'est-à-dire dans des conditions réduites ou non optimales, elle peut présenter des limitations ou des altérations de performances en raison de divers facteurs tels que des défauts, des surcharges ou des variations de tension.

On peut classer les défauts de la MASDE en deux catégories en fonction de leur position d'apparition :

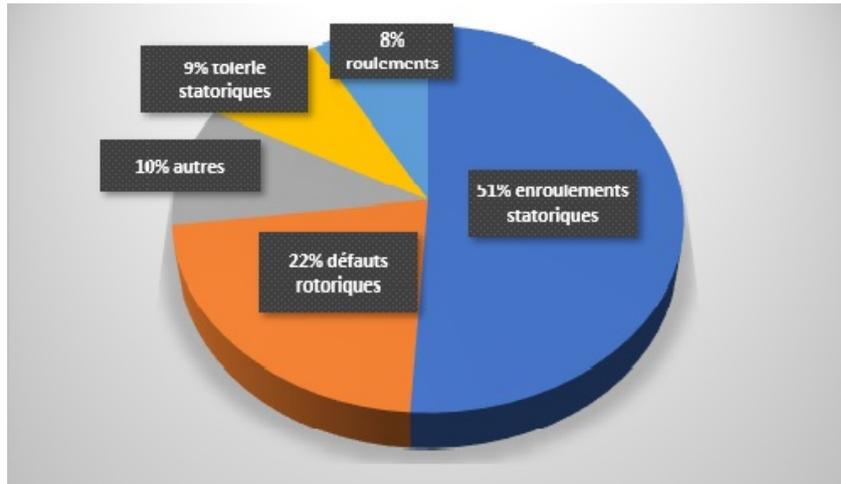


FIGURE 3.4 – Les proportions de distribution de défauts dans les machines asynchrones de (1973-1988')

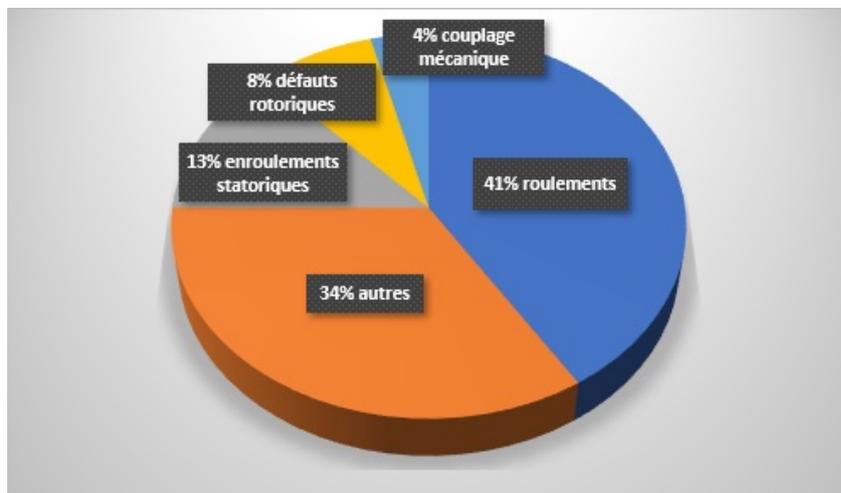


FIGURE 3.5 – Les proportions de distribution de défauts dans les machines asynchrones en 1995

3.5.1 1. Défaits statoriques

Les problèmes du stator sont généralement causés par la détérioration de l'isolation électrique, débutant souvent par un court-circuit entre deux brins d'un même faisceau, entre deux spires non détectées ou entre deux faisceaux en parallèle. Les principaux défauts statoriques incluent :

1. **Court-circuit entre phases ou entre bobines** : Un court-circuit entre phases ou entre bobines survient lorsque deux ou plusieurs phases du stator ou bobines sont en contact électrique direct. Cela peut entraîner des courants anormalement élevés, des surchauffes et potentiellement des dommages aux composants.
2. **Coupage d'une phase** : Une coupure d'une phase se produit lorsque l'une des phases du stator est interrompue, entraînant une perte de courant dans cette phase. Cela peut conduire à un fonctionnement déséquilibré du moteur, à des vibrations excessives et à une diminution de la puissance de sortie.
3. **Défaut entre le stator et la carcasse** : Un défaut entre le stator et la carcasse se produit lorsqu'il y a un court-circuit entre le stator et la carcasse

du moteur. Cela peut entraîner des perturbations électriques, des risques d'isolation réduits et potentiellement des dégâts matériels.

4. **Défaut du circuit magnétique (rupture de tôles) :** Un défaut du circuit magnétique, tel qu'une rupture de tôles, perturbe le flux magnétique dans le stator, affectant ainsi les performances du moteur. Cela peut entraîner une diminution de l'efficacité et des dysfonctionnements du moteur.
5. **Défaut de l'isolation à la masse :** Un défaut d'isolation à la masse se produit lorsque des parties du moteur normalement isolées entrent en contact avec la masse. Cela peut provoquer des fuites de courant, des risques électriques et des problèmes de sécurité.
6. **Défauts de commutation entre étoiles :** Les défauts de commutation entre étoiles peuvent survenir lorsque la commutation entre les deux étoiles de la MASDE n'est pas réalisée correctement, entraînant des perturbations dans le fonctionnement normal de la machine.

La figure (3.6) présente quelques modèles de défauts qui peuvent apparaître de MASDE.

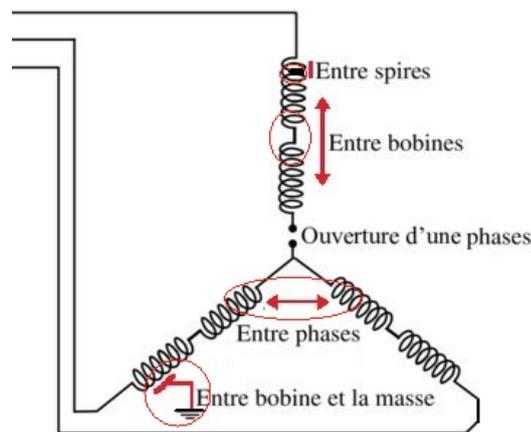


FIGURE 3.6 – Différents types de défauts statoriques

3.5.2 2. Défaits rotoriques

Des défauts peuvent survenir dans le rotor au niveau des :

1. **Portion d'anneau ou barre de rotor :** Les barres cassées dans la figure (3.7) sont l'une des principales causes de défaillance des rotors à cage. La rupture des barres peut être causée par des erreurs de conduite, des refroidissements insuffisants entre démarrages répétés ou des défauts de fabrication. La rupture de portion d'anneau est également fréquente et peut résulter de bulles de coulée ou de dimensions incorrectes des anneaux, voir (figure 3.7).
2. **Défauts d'équilibrage :** Les défauts d'équilibrage du rotor peuvent entraîner des vibrations excessives, des usures prématurées des composants et une diminution de l'efficacité globale du moteur. Ces défauts se manifestent lorsque la distribution de masse du rotor n'est pas uniforme, ce qui peut conduire à des forces centrifuges inégales lors de la rotation.
3. **Roulement à billes :** Les défauts de roulement à billes peuvent se manifester sous différentes formes telles que des fissures sur la bague extérieure, la

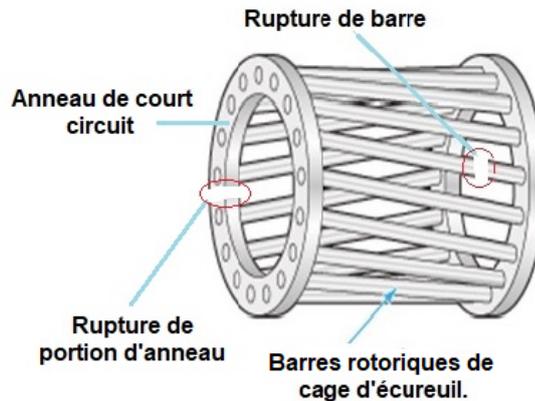


FIGURE 3.7 – Différents types de défauts de cage rotorique

bague intérieure, la bille ou la cage, résultant souvent de mauvais contacts entre les cages de roulement extérieures et intérieures.

4. **Excentricité statique, Dynamique, Mixte** : L'excentricité du rotor peut se produire en trois formes : statique, dynamique ou mixte. Elle résulte souvent d'un montage incorrect des roulements, de l'usure des roulements, de l'inefficacité de la charge ou de l'inefficacité de la fabrication.

Lorsque l'on examine les différentes composantes d'une machine asynchrone, il est essentiel de considérer les divers défauts susceptibles de se manifester du côté mécanique. Du côté mécanique, des anomalies telles que les barres cassées, les problèmes de roulements à billes et l'excentricité du rotor sous forme statique, dynamique ou mixte peuvent compromettre le bon fonctionnement du moteur. Les barres cassées, souvent résultant d'une mauvaise conduite, de refroidissements insuffisants entre démarrages répétés ou de défauts de fabrication, sont l'une des principales causes de défaillance des rotors à cage. Les défauts de roulement à billes peuvent se manifester par des fissures sur la bague extérieure, la bague intérieure, la bille ou la cage, souvent dues à de mauvais contacts entre les cages de roulement extérieures et intérieures. L'excentricité du rotor, qu'elle soit statique, dynamique ou mixte, résulte fréquemment d'un montage incorrect des roulements, de l'usure des roulements, de l'inefficacité de la charge ou de l'inefficacité de la fabrication. La détection précoce de ces défauts mécaniques est essentielle pour éviter des pannes coûteuses, améliorer la fiabilité de la machine, et permettre une maintenance proactive.

En général, ces défauts rotoriques seront discutés plus en détail dans le prochain chapitre.

3.6 TECHNIQUES DE DIAGNOSTIC DE DÉFAUTS DE MOTEUR ASYNCHRONE

Diagnostic est un mot d'origine grecque, qui signifie la connaissance, il est un ensemble de procédures destinées à évaluer un processus (système) et à déterminer la cause probable des défaillances à l'aide d'un raisonnement logique

et d'une collecte de données provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test des performances du système,

Dans le contexte spécifique des moteurs asynchrones, l'application des techniques de diagnostic revêt une importance particulière. Les défaillances potentielles dans ces systèmes peuvent avoir des répercussions significatives sur leur performance, la sécurité des opérations, et l'efficacité énergétique. Par conséquent, l'intégration de méthodes de diagnostic avancées devient cruciale pour anticiper, détecter, et réagir efficacement aux défauts éventuels.

L'étape de recherche de signatures des défaillances peut être adaptée pour prendre en compte les caractéristiques spécifiques des moteurs asynchrones, telles que les variations du courant, les anomalies de couple, ou les irrégularités du champ magnétique. La mise au point de méthodes de surveillance et de détection doit considérer les paramètres propres à ces moteurs, permettant une détection rapide et précise des symptômes de défaillance.

Le diagnostic des défaillances pour les moteurs asynchrones implique une analyse approfondie des données de surveillance, prenant en compte les particularités de ces machines. Identifier la cause fondamentale des pannes et évaluer leur criticité nécessite une compréhension fine des interactions entre les composants du moteur. Enfin, la décision d'actions doit être adaptée aux exigences spécifiques de sûreté d'exploitation des moteurs asynchrones, incluant des interventions appropriées pour maintenir la fonctionnalité, assurer la sécurité, et optimiser la maintenance.

Ainsi, l'intégration de techniques de diagnostic dans le cadre de la sûreté de fonctionnement des moteurs asynchrones offre une approche proactive pour garantir la fiabilité et la durabilité de ces systèmes cruciaux dans divers domaines d'application.

Pour le diagnostic, il est important de bien connaître les signatures des défauts à surveiller et les différents indices de défaut qui diversifient selon les techniques appliquées. Ces techniques sont divisées en :

3.6.1 Méthodes avec base de modèle

Les techniques de diagnostic basées sur des modèles sont principalement dérivées de l'automatisation et présupposent la connaissance du système. Elles se fondent sur les représentations mathématiques issues d'une compréhension approfondie ainsi que sur les équations régissant les phénomènes internes du système.

Ces méthodes internes exploitent les informations fournies par le modèle mathématique de la machine asynchrone à double étoile pour diagnostiquer les défauts. Elles requièrent une compréhension approfondie du comportement normal de la machine ainsi que des relations entre ses variables internes, comme illustré dans la figure (3.8).

Une approche couramment utilisée consiste à comparer les données observées avec les prédictions du modèle mathématique. En utilisant des techniques de simulation, les valeurs attendues des différentes grandeurs telles que les courants, les tensions, les puissances et les vitesses peuvent être calculées pour chaque condition de fonctionnement. En comparant ces valeurs théoriques avec les mesures réelles, il est possible d'identifier les écarts significatifs et d'indiquer la présence d'un défaut.

Une autre méthode basée sur des modèles consiste à analyser les signatures de fréquence et les harmoniques des grandeurs électriques et mécaniques.

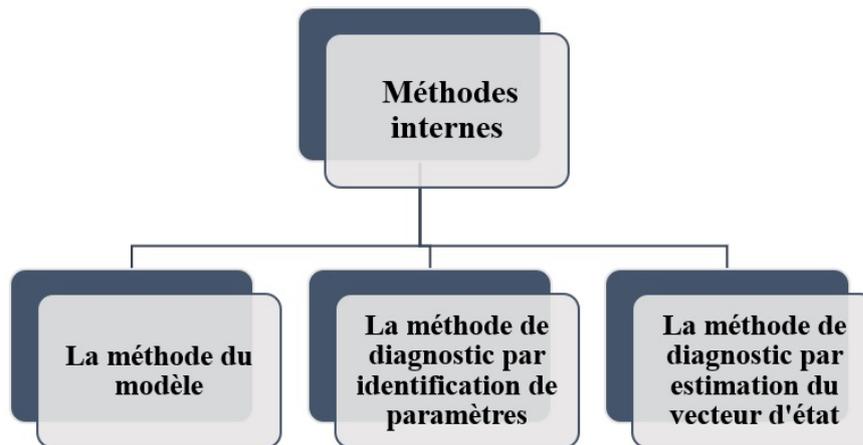


FIGURE 3.8 – Les méthodes avec base de modèle

Chaque défaut de la machine peut entraîner des changements spécifiques dans les spectres de fréquence des signaux. En comparant les spectres obtenus expérimentalement avec ceux prédits par le modèle, il est possible de détecter et de localiser les défauts.

Les techniques de diagnostic basées sur des modèles peuvent également utiliser des algorithmes d'estimation de paramètres pour ajuster les paramètres du modèle aux mesures réelles. Cela permet de quantifier l'ampleur et l'évolution des défauts au fil du temps, ce qui est utile pour la planification de la maintenance.

Cependant, il convient de noter que ces méthodes internes sont souvent limitées par la précision du modèle mathématique utilisé. Des approximations ou des simplifications peuvent être nécessaires pour rendre le modèle réalisable, ce qui peut entraîner des erreurs de prédiction. De plus, ces méthodes peuvent être sensibles aux variations des conditions de fonctionnement réelles, nécessitant une calibration régulière du modèle pour maintenir sa validité.

Malgré ces limitations, les techniques de diagnostic basées sur des modèles offrent une approche solide et bien fondée pour la détection des défauts dans les machines asynchrones à double étoile. Elles sont particulièrement utiles lorsque des connaissances approfondies du système sont disponibles et peuvent être intégrées dans des systèmes de surveillance en ligne pour un suivi continu de l'état de la machine.

3.6.2 Méthodes s'appuyant sur une base de connaissance

Cette méthode s'appuie sur une base de connaissances constituée de données historiques et de modèles préétablis. Elle ne nécessite pas une compréhension approfondie du modèle mathématique ou structurel du processus. Au lieu de cela, elle se concentre sur l'analyse des données et des signaux observés pour diagnostiquer les défauts.

Dans cette approche, une base de données est utilisée pour classer et stocker les signatures de défauts préalablement observées. Ces signatures peuvent provenir de modélisations prédictives, de mesures réalisées sur des machines similaires ou d'expériences antérieures. Chaque défaut est associé à des caractéristiques spécifiques dans les données, telles que les motifs, les valeurs seuils ou les tendances particulières (Kaikaa [2010]).

Lorsqu'un nouveau cas est soumis au processus de diagnostic, les données correspondantes sont comparées à celles de la base de connaissances. Des techniques de classification, telles que les arbres de décision, les réseaux neuronaux ou les algorithmes d'apprentissage automatique, sont utilisées pour trouver la correspondance la plus proche entre les caractéristiques du cas actuel et celles des défauts déjà répertoriés.

Une fois que le défaut probable est identifié, des mesures correctives peuvent être prises. Cela peut inclure la recommandation d'une maintenance spécifique, le remplacement de composants défectueux ou des ajustements dans les paramètres de fonctionnement. La base de connaissances peut également être mise à jour en ajoutant de nouvelles observations de défauts et en enrichissant ainsi les données disponibles pour les futurs diagnostics.

Les méthodes externes basées sur une base de connaissances sont particulièrement utiles lorsque le processus est plus complexe, que les modèles mathématiques sont difficiles à établir ou que les données historiques sont abondantes. Elles permettent une approche plus empirique du diagnostic en se basant sur des expériences passées et des schémas de comportement identifiés, comme illustré dans la figure (3.9).

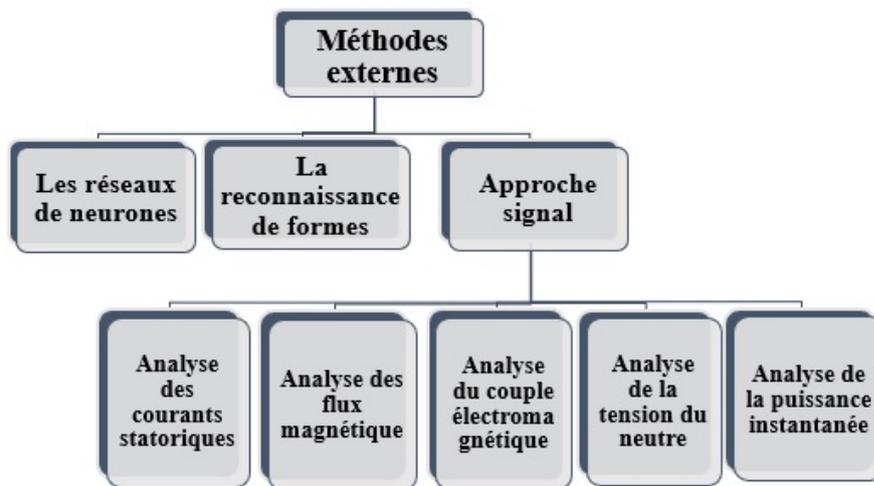


FIGURE 3.9 – Les méthodes s'appuyant sur une base de connaissance

Cependant, il convient de noter que cette méthode peut être limitée par la disponibilité et la qualité des données historiques. Une base de connaissances solide nécessite une collecte rigoureuse et continue de données précises et représentatives. De plus, cette approche peut être moins adaptée à la détection de défauts nouveaux ou rares qui ne sont pas encore répertoriés dans la base de connaissances.

Dans le cadre de notre étude sur les défauts des machines asynchrones double étoile, nous avons identifié des méthodes différentes de diagnostic, chacune de ces approches offre des avantages spécifiques pour la détection et l'analyse des défauts. Notre choix s'est porté sur les méthodes de diagnostic par identification de paramètres, en particulier « La Méthode de Composition Spectrale d'Amplitude (MCSA) »

3.7 MÉTHODE MCSA (MOTOR CURRENT SIGNATURE ANALYSIS)

La méthode MCSA, ou Analyse du Spectre du Courant Statorique, est une technique largement utilisée pour le diagnostic des défauts dans les moteurs asynchrones. Cette méthode repose sur l'analyse des caractéristiques du courant statorique pour détecter des anomalies ou des défauts potentiels dans le moteur.

3.7.1 Principe de la méthode MCSA

La MCSA consiste à surveiller et à analyser les signatures spécifiques dans le spectre du courant statorique généré par des défauts dans le moteur. Elle permet de diagnostiquer divers problèmes tels que les désalignements d'arbres, les défauts d'enroulement, les problèmes de roulements et d'autres anomalies électromécaniques. Cette technique offre plusieurs avantages qui la rendent particulièrement attrayante pour la maintenance préventive des machines électriques.

3.7.2 Avantages de la méthode MCSA

1. **Non-invasive** : La MCSA ne nécessite pas de démontage de la machine, réduisant ainsi les temps d'arrêt et les coûts de maintenance.
2. **Détection précoce des défauts** : Elle permet d'identifier les problèmes naissants avant qu'ils ne deviennent critiques, facilitant une planification proactive des réparations.
3. **Diagnostic polyvalent** : La MCSA peut détecter une variété de défauts, basés sur les signatures harmoniques spécifiques dans le courant statorique.
4. **Surveillance continue** : Elle permet un suivi continu des machines, anticipant ainsi les interventions de maintenance nécessaires.
5. **Réduction des coûts de maintenance** : En évitant les pannes imprévues, la MCSA réduit significativement les coûts d'entretien et d'exploitation.
6. **Compatibilité avec d'autres techniques** : Elle peut être combinée avec d'autres méthodes de diagnostic pour une évaluation plus complète de l'état de la machine.
7. **Sensibilité aux problèmes intermittents** : La MCSA peut détecter des problèmes intermittents qui échappent aux inspections visuelles ou à d'autres méthodes périodiques.
8. **Adaptabilité aux environnements industriels** : Elle est adaptée aux environnements industriels complexes et bruyants, se basant sur les caractéristiques électriques du moteur.

3.7.3 Limitations et solutions

Cependant, lorsque plusieurs défauts coexistent ou se développent au fil du temps, les harmoniques générées peuvent se chevaucher, rendant difficile leur distinction individuelle dans le spectre du courant statorique. Les différents défauts peuvent produire des signatures harmoniques similaires, ce qui complique le diagnostic.

Pour pallier ces limitations, il est essentiel de combiner la MCSA avec d'autres techniques de diagnostic, telles que l'analyse de vibration, la thermographie infrarouge, l'analyse de la réponse en fréquence L'utilisation conjointe

de ces méthodes permet de corrélérer les informations et d'obtenir une image plus précise de l'état de la machine.

De plus, les avancées technologiques, telles que les techniques avancées de traitement du signal et l'intelligence artificielle, peuvent améliorer l'identification et l'isolation des signatures harmoniques associées à des défauts spécifiques, même en présence de multiples anomalies *(Leviet al. [2007] DavisandNovotny [1969])*.

3.8 LE CONTENU FRÉQUENTIEL DU COURANT STATORIQUE DANS LA MASDE

Il est clairement évident que pour surveiller efficacement une machine asynchrone, il est impératif de comprendre son comportement en état de bon fonctionnement. Acquérir une compréhension exhaustive du mode de fonctionnement normal devient donc essentiel lorsqu'on envisage une surveillance en compte de défaillances.

Pour atteindre ce but, il faut connaître exactement le contenu fréquentiel du courant statorique par l'étude de ses équations.

Les équations des tensions et des flux pour les enroulements statoriques sont données précédemment par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] + [V_n] \quad (3.1)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (3.2)$$

Et, comme expliqué précédemment dans le chapitre 2, pour étudier les moteurs polyphasés, nous avons utilisé la transformation de Concordia (2.1) dans l'équation (3.1) et avons obtenu le système suivant :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = [R_s] \cdot [I_{s\alpha}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s\alpha}] \\ V_{s\beta} = [R_s] \cdot [I_{s\beta}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s\beta}] \\ V_{sx} = [R_s] \cdot [I_{sx}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sx}] \\ V_{sy} = [R_s] \cdot [I_{sy}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sy}] \end{cases} \quad (3.3)$$

Après l'application de la transformation inverse de Concordia, on trouve le courant (i_{sa1}) par l'équation suivante :

$$i_{sa1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{s\alpha} + i_{sx}) \quad (3.4)$$

Comme on le note, le courant (i_{sa1}) est constitué de la somme des deux courants ($i_{s\alpha}$) et (i_{sx}) et pour déterminer le contenu fréquentiel de ces courants, il faut calculer les composants de ces flux ($\frac{d\phi_{s\alpha}}{dt}$, $\frac{d\phi_{sx}}{dt}$).

Par la substitution des valeurs de chacune des inductances (du chapitre 1) dans l'équation (3.2), on obtient la relation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{sx}}{dt} &= l_s \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \left(\frac{3}{2} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr} [\dots \cos(h(\theta + \phi_h + k\lambda_r)) \dots] \right) \\ i_{rkp1} + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \left(\sqrt{3} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr} [\dots \sin(h(\theta + \phi_h + k\lambda_r - 3\alpha)) \dots] i_{rkp2} \right) & \quad (3.5) \end{aligned}$$

Où :

$$i_{rbk}^t = [i_{rbk1}]^t + [i_{rbk2}]^t = [\dots I_{rbk} \cos(Sw_s t - k\lambda_r - \alpha) \dots] \quad (3.6)$$

Avec :

S : qui est le glissement.

α : qui est angle de phase initial.

I_{rbk} : qui est la valeur maximale de courant rotorique de K^{me} maille.

Compte tenu du déplacement spatial entre les deux étoiles et lorsque (h) appartient à $(6k + 1)_{k=1,3,5,\dots}$, le flux est réécrire comme suit :

$$\frac{d\phi_{sx}}{dt} = l_s \frac{di_{sx}}{dt} + \sqrt{3} \frac{d}{dt} \left(\sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr} [\dots \cos(hp(\theta + \phi_h + k\lambda_r) \dots)] [i_{rk}] \right) \quad (3.7)$$

En remplaçant (θ) par $(\frac{1-g}{p} w_s t + \theta_0)$. Donc on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{sx}}{dt} = & L_s \frac{di_{sx}}{dt} - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} \left(\frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{Sw_s}{2} \right) \sin(\theta_{h+1}) \\ & - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{Sw_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Avec :

$$\theta_{h+1} = (h - (h + 1)S)w_s t - \phi_h - \alpha + (h + 1)k\lambda_r \quad (3.10)$$

$$\theta_{h-1} = (h - (h - 1)S)w_s t - \phi_h - \alpha + (h - 1)k\lambda_r \quad (3.11)$$

L'examen de l'équation révèle de manière évidente la présence de composantes harmoniques, désignées sous le nom d'harmoniques d'encoches rotoriques (RSH). Ces dernières sont générées par la disposition des barres du rotor ainsi que par les flux magnétomoteurs positifs présents dans l'entrefer.

De plus, la formule (3.9) démontre que la variation des flux dans les coordonnées (x, y) résulte de l'agrégation de plusieurs ondes déphasées de manière régulière par $(h + 1)\alpha$. Ces ondes demeurent nulles sauf dans la situation suivante *(Maouche)* :

$$H_{xy} = \{h = (6k \pm 1)_{k=1,2,3} \cap h = (\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1)_{\lambda=1,2,3}\} \quad (3.12)$$

La même procédure d'analyse avec la dérive de flux $(\frac{d\phi_{s\alpha\beta}}{dt})$, ce qui nous donne :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = & l_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} + \frac{Sw_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h+1}) \\ & - \sqrt{3} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} M_{sr}^h I_{rpk} \left\{ \frac{h}{2} \frac{d\theta}{dt} - \frac{Sw_s}{2} \right\} \sin(\theta_{h-1}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

En conclusion, lorsqu'une machine fonctionne de manière saine, on observe la présence d'harmoniques autres que l'harmonique fondamental, notamment les harmoniques d'espace radial (HER), comme illustré dans l'équation (3.15). Cela souligne l'importance de la détection et de l'analyse des HER pour évaluer le bon fonctionnement de la machine.

$$H_{abc} = H_{\alpha\beta} \cup H_{xy} = \{h = 1 \cup (h = 6k \pm 1)_{k=1,2,3} \cap h = 1 \cup (\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1)_{\lambda=1,2,3}\} \quad (3.15)$$

L'analyse approfondie de cette équation révèle que les harmoniques d'espace radial (HER) se manifestent par paires et sont intrinsèquement liées au nombre de paires de pôles de la machine, ainsi qu'au nombre de barres rotoriques. En conséquence, la présence de ces harmoniques dans les courants statoriques, leurs ordres (h), et les valeurs des fréquences correspondantes peuvent être résumées comme suit :

Pour :

$$\left\{ h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1 \right)_{\lambda=1,2,3} \Rightarrow f_{sh1} = (h(1-S) + S)f_s \right\} \quad (3.16)$$

Et pour :

$$\left\{ h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1 \right)_{\lambda=1,2,3} \Rightarrow f_{sh2} = (h(1-S) - S)f_s \right\} \quad (3.17)$$

Avec :

$$f_{sh} = (h(1-S) - S)f_s \quad (3.18)$$

Pour valider les résultats théoriques énoncés, une simulation a été réalisée en utilisant le modèle détaillé présenté dans (le chapitre 1).

Cependant, dans le cas où ($\lambda = 1$) et ($\lambda = 3$) ou ($\lambda = 5$), les premières harmoniques d'espace radial (HER), dont les fréquences dans l'ordre $f_{sh1} = 576.9$ Hz, $f_{sh2} = 576.9$ Hz, et $f_{sh3} = 576.9$ Hz, ne sont pas observées dans le spectre du courant statorique. Cette absence s'explique par le fait que leurs ordres respectifs ($h = 10$) et ($h = 12$), ($h = 12$) ne font pas partie de l'ensemble H_{abc} .

Dans le tableau correspondant, on trouve une brève explication des harmoniques d'espace radial (HER) qui apparaissent lors de l'analyse spectrale des courants statoriques de MASDE dans l'état sain, en tenant compte des valeurs suivantes : Le glissement ($S = 0.059$), la fréquence fondamentale ($f_s = 50$ Hz), et pour le calcul de la fréquence de chaque harmonique, on utilise l'équation (3.18).

HER de i_{sa1}	Ordre de h	f_{sh}
$\lambda = 2$	23	1085.1 Hz
$\lambda = 4$	43	2020.2 Hz
$\lambda = 6$	65/67	3055.3/3149.4 Hz
$\lambda = 8$	89	4184.5 Hz

TABLE 3.1 – Harmoniques d'espace radial (HER) dans le courant statorique de MASDE en état sain.

La Figure (3.10) présente le spectre du courant statorique de la machine en fonctionnement normal, sans aucun défaut. En plus de l'harmonique fondamental, la présence d'harmoniques d'espace radial (HER) est clairement observée. Cette analyse confirme la cohérence entre la théorie développée et le comportement réel de la machine. Pour effectuer cette analyse, nous utilisons Analyse du Courant Statorique à l'aide de la Transformation de Fourier Rapide (FFT)

Pour analyser le courant statorique i_{sa1} de la machine asynchrone double étoile, nous avons utilisé la transformation de Fourier rapide (FFT). La FFT est un outil puissant pour convertir un signal temporel en son spectre de fréquence, permettant ainsi d'identifier les harmoniques et autres composantes fréquentielles présentes dans le signal.

Dans notre analyse, plusieurs paramètres importants ont été définis pour la FFT :

- Taille de la FFT (`tail_fft`) : Nous avons choisi une taille de FFT de 43000 points pour obtenir une résolution fréquentielle fine tout en restant calculable.

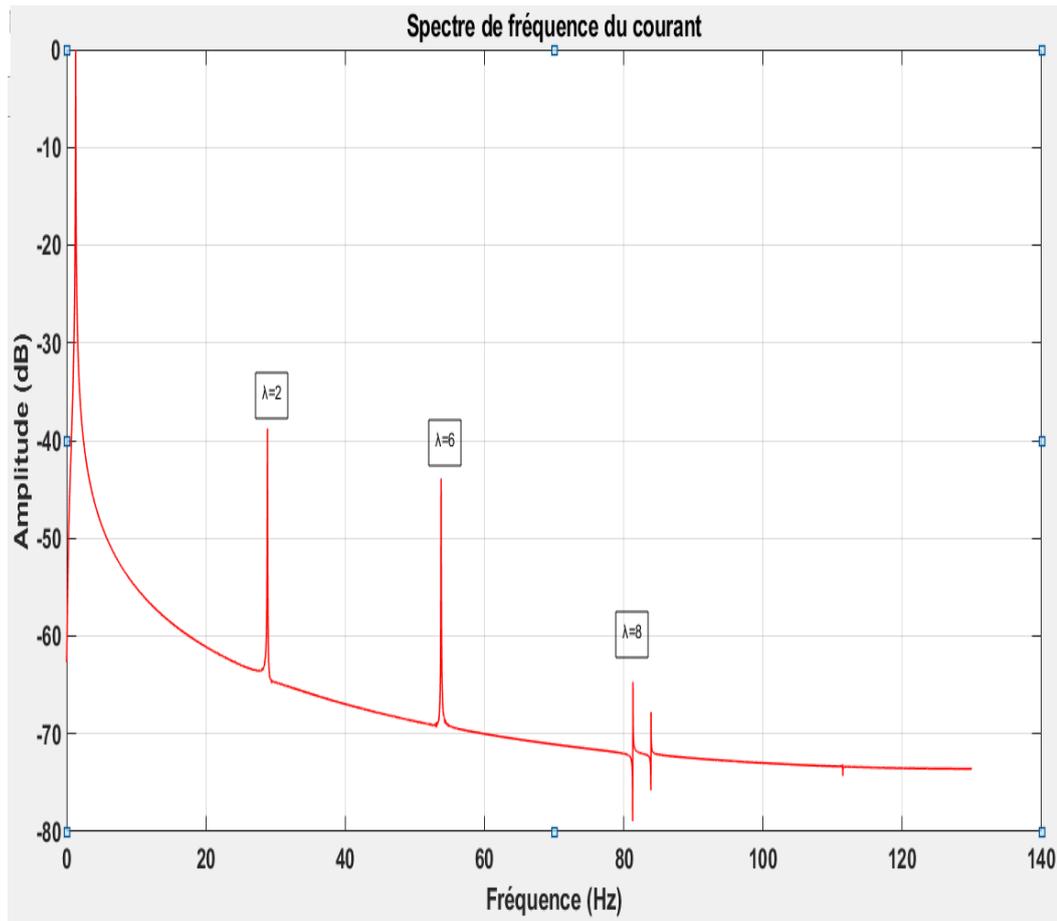


FIGURE 3.10 – Spectre fréquentiel du courant i_{sa1} de la MASDE en état sain.

- Fréquence d'échantillonnage (f_e) : Fixée à 10000 Hz, correspondant à un intervalle d'échantillonnage de 0,0001 secondes. Une fréquence élevée est cruciale pour capturer les détails du courant et éviter l'aliasing.

- Taille de la fenêtre ($tail_fenetre$) : La taille de la fenêtre de Hanning utilisée pour la FFT est également de 43000 points, alignée avec la taille de la FFT pour minimiser les effets de bord.

Le processus d'analyse de la FFT pour le courant statorique i_{sa1} est décrit comme suit :

1. Extraction du Signal de Courant : Le signal de courant statorique est extrait de la matrice des courants, où chaque colonne représente des mesures à différents points du système.

2. Application de la Fenêtre de Hanning : Une fenêtre de Hanning est appliquée au signal pour réduire les effets de bord, améliorant ainsi la précision de la FFT en minimisant les fuites spectrales.

3. Calcul de la FFT : La FFT est calculée sur le signal fenêtré, produisant un spectre de fréquence montrant les amplitudes des composantes fréquentielles du courant statorique.

4. Normalisation et Conversion en dB : Les amplitudes des composantes fréquentielles sont normalisées par rapport à leur maximum pour faciliter la comparaison, puis converties en décibels (dB) pour une meilleure visualisation des différences d'amplitude.

5. Visualisation du Spectre : Le spectre de fréquence obtenu est tracé, per-

mettant d'identifier les harmoniques et d'autres caractéristiques importantes du courant statorique.

Cette analyse FFT nous a permis de comprendre les composantes fréquentielles du courant statorique i_{sa1} , d'identifier les harmoniques présentes et d'évaluer leur impact sur le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile. Les paramètres choisis pour la FFT garantissent une analyse précise et détaillée du signal de courant, essentielle pour le diagnostic et l'optimisation des performances de la machine.

3.9 CONCLUSION

En conclusion, cette étude sur les défauts d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) et ses techniques de diagnostic a mis en évidence plusieurs aspects importants.

Tout d'abord, un examen des principaux défauts susceptibles de survenir dans une machine asynchrone en général, et dans la MASDE en particulier, a été réalisé. Ces défauts incluent notamment les courts-circuits statoriques, les déséquilibres de tension et de courant, les défauts de roulements, les désalignements rotoriques, les défauts d'isolement, etc.

Ensuite, nous avons identifié les différentes techniques de diagnostic utilisées pour détecter et localiser ces défauts. Parmi ces techniques figurent l'analyse des signatures de courant, l'analyse spectrale, l'analyse des vibrations, etc. Chaque technique présente ses propres avantages et limitations, et leur combinaison peut améliorer la fiabilité du diagnostic.

Finalement, nous avons choisi la technique de Motor Current Signature Analysis (MCSA) pour le diagnostic des courants statoriques et pour comprendre la synthèse des harmoniques à l'état sain de la MASDE. Cette base de connaissances servira de référence pour le chapitre suivant, où nous examinerons la synthèse des harmoniques en cas d'excentricité.

Il est important de souligner que la détection précoce et précise des défauts dans une MASDE est essentielle pour assurer son bon fonctionnement, éviter des pannes coûteuses et prévenir des arrêts de production imprévus.

ÉTUDE DE L'EXCENTRICITÉ RADIALE DANS LES MACHINES ASYNCHRONES DOUBLE ÉTOILE

4

SOMMAIRE

4.1	INTRODUCTION	86
4.2	MODÉLISATION DE L'EXCENTRICITÉ DANS LES MACHINES ASYN- CHRONES DOUBLE ÉTOILE	86
4.2.1	Excentricité statique	88
4.2.2	Calcul des inductances en cas d'excentricité statique	89
4.2.3	Excentricité dynamique	92
4.2.4	Calcul des inductances en cas d'excentricité dynamique	93
4.3	LES HARMONIQUES LIÉS À L'EXCENTRICITÉ	96
4.3.1	Les harmoniques liés à l'excentricité statique	96
4.3.2	Les harmoniques liés à l'excentricité dynamique	100
4.4	LES HARMONIQUES LIÉS À CASSURE DE BARRES ROTORIQUES	105
4.4.1	Étude des Défauts Combinés : Excentricité dynamique - Cassure de Barres	106
4.5	CONCLUSION	108

4.1 INTRODUCTION

Le bon fonctionnement d'une machine à cage exige une symétrie parfaite de l'entrefer, sans aucune présence d'excentricité. Toutefois, dans la réalité, il est quasiment impossible de construire une machine sans qu'une certaine forme d'excentricité ne soit présente. Cette réalité souligne l'importance cruciale de l'étude de ce type de non-uniformité, car même de petites variations peuvent avoir des conséquences néfastes sur les performances de la machine.

L'excentricité radiale se profile comme l'un des défauts courants qui peuvent influencer les MASDE. Ce défaut a le potentiel d'engendrer des perturbations significatives dans le fonctionnement de la machine, incluant des vibrations, des pertes d'efficacité, et une réduction de la durée de vie des composants. Ainsi, l'étude et l'analyse de l'excentricité radiale sont d'une importance capitale pour garantir un fonctionnement optimal et fiable des MASDE.

Ce chapitre se focalise sur une étude approfondie de l'excentricité radiale dans les MASDE, visant principalement le développement d'un modèle de MASDE utilisant la méthode WFA. Ce modèle prend en compte l'excentricité statique et dynamique ainsi que leurs effets sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine. La validation du modèle sera effectuée à travers des simulations numériques et des comparaisons avec des résultats existants dans la littérature.

Les principaux aspects de l'excentricité radiale traités dans cette thèse englobent l'analyse des caractéristiques de l'excentricité et ses impacts sur les grandeurs électriques (courant, tension) et mécaniques (couple, vitesse).

Dans le premier chapitre, l'approche de la fonction d'enroulement modifiée a été introduite pour démontrer l'intérêt de cette méthode, fournissant des expressions analytiques des inductances propres et mutuelles basées sur les dimensions géométriques de la machine. Cette approche permet désormais le développement de modèles prenant en compte à la fois l'excentricité statique et l'excentricité dynamique. Ces expressions seront exploitées pour un développement analytique visant à déterminer les harmoniques associées à l'excentricité statique et dynamique. L'objectif final est la détection de ces non-uniformités de l'entrefer par l'analyse spectrale du courant statorique à l'aide de la méthode de Motor Current Signature Analysis (MCSA).

Ainsi, l'objectif de ce chapitre est de poursuivre notre étude en exploitant les modèles et les expressions analytiques développés afin de détecter et d'analyser les harmoniques liées à l'excentricité statique et dynamique.

4.2 MODÉLISATION DE L'EXCENTRICITÉ DANS LES MACHINES ASYNCHRONES DOUBLE ÉTOILE

La modélisation des défauts dans la MASDE, notamment en cas d'excentricité, peut être réalisée à l'aide de la fonction d'enroulement modifiée (WFA - Winding Function Approach). Cette approche permet de prendre en compte les effets de l'excentricité radiale sur les caractéristiques électromagnétiques de la machine.

L'avantage de cette approche réside dans la possibilité d'effectuer une modélisation précise des effets de l'excentricité radiale sur le comportement électromagnétique de la machine. Elle permet également l'analyse des caractéris-

tiques de fonctionnement en cas de défaut d'excentricité, tels que les variations de couple, les pertes de puissance, les vibrations, etc.

Dans notre étude, nous avons examiné à la fois l'excentricité statique et dynamique pour une MASDE . Ces deux types d'excentricité peuvent avoir un impact significatif sur les performances de la machine.

L'excentricité statique se réfère à un désalignement constant et fixe entre le rotor et le stator de la machine. Cela peut être causé par des facteurs tels qu'une installation incorrecte, des défauts de fabrication ou des usures inégales. Elle peut entraîner des variations permanentes dans l'entrefer de la machine, affectant ainsi ses performances électromagnétiques [\(ToliyatandLipo \[1995\]\)](#) .

D'autre part, l'excentricité dynamique se réfère à des variations périodiques ou intermittentes de l'entrefer pendant le fonctionnement de la machine. Ces variations peuvent être dues à des vibrations, des déséquilibres de rotor ou d'autres facteurs dynamiques, entraînant des fluctuations du flux magnétique et des forces électromagnétiques, ce qui peut avoir un impact sur les performances globales de la machine [\(Nandiet al. \[2002\]\)](#) .

Avant d'aborder les défauts de l'excentricité, il est essentiel de se familiariser avec le concept de perméance de l'entrefer, qui contrôle directement le calcul des inductances dans le bon état du moteur. En cas d'excentricité, la valeur de la perméance de l'entrefer change, nécessitant ainsi le recalcul des différentes inductances. Les calculs de ces inductances reposent sur la constance des paramètres d'entrefer, car la majorité des échanges d'énergie s'effectuent dans cette composante.

En ce qui concerne l'excentricité, la fonction d'entrefer présentée précédemment dans le premier chapitre (équation (1.31)) est donnée par [\(ToliyatandLipo \[1995\], Nandiet al. \[2002\]\)](#) :

$$g(\theta) = g_0(1 - \sigma \cos(\theta)) \quad (4.1)$$

Où :

$$\sigma = \frac{O_s O_r}{g_0} \quad (4.2)$$

La fonction de perméance, suite au travail de [\(Al – NuaimandToliyat \[1998, 1997\]\)](#) , peut être exprimée comme suit :

$$g(\theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} \left(a_0 + a_n \sum_{h=1}^{\infty} \cos(n\theta) \right) \quad (4.3)$$

avec :

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \sigma^2}} \quad (4.4)$$

$$a_n = a_0 \left(\frac{\sigma_s}{\sqrt{1 - \sigma^2}} \right)^n \quad (4.5)$$

Après le développement en série de Fourier de la fonction de perméance et en considérant que le degré d'excentricité (statique ou dynamique) est faible (inférieur à 0.4), les amplitudes des termes (a_n) peuvent être négligées. Ainsi, la fonction de perméance peut être réécrite sous la forme simplifiée :

$$g(\theta)^{-1} = \frac{1}{g_0} (1 + \sigma \cos \theta) \quad (4.6)$$

Dans le cas de l'excentricité statique, $\sigma = \sigma_s$ et $\theta = \theta_s$.

Dans le cas de l'excentricité dynamique, $\sigma = \sigma_d$ et $\theta_r = \theta - \theta_s$.

4.2.1 Excentricité statique

Dans une machine asynchrone double étoile, l'excentricité statique fait référence à la situation où le rotor de la machine est décalé par rapport à l'axe de rotation. Cela signifie que le centre du rotor n'est pas parfaitement aligné avec l'axe de rotation de la machine, comme le montre la figure(4.1).

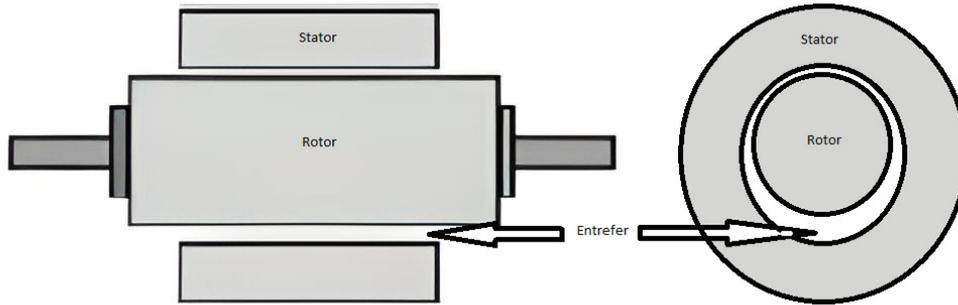


FIGURE 4.1 – Défaut d'excentricité statique pour MASDE

L'excentricité statique peut se produire en raison de divers facteurs, tels que des défauts de fabrication, des déséquilibres dans le système, des tolérances de montage ou des forces externes appliquées à la machine. Elle peut entraîner des effets indésirables dans le fonctionnement de la machine asynchrone.

Lorsque le rotor est excentré, cela crée un déséquilibre dans les forces magnétiques générées par le stator de la machine, en conséquence, des forces supplémentaires sont exercées sur le rotor, ce qui peut entraîner des vibrations, un bruit excessif et une détérioration prématurée des composants, elle peut également entraîner une variation des caractéristiques de couple de la machine asynchrone qui est le produit du changement des valeurs des inducteurs de la machine, ci-dessous et on met en liste tous les changements qui se produisent :

La fonction de perméance réécrite sous la forme *Maouche* :

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0}(1 + \sigma_s \cos \theta_s) \quad (4.7)$$

Pour déterminer la fonction d'enroulement pour l'enroulement statorique dans le cas d'une excentricité statique, nous pouvons intégrer l'équation (4.7) dans les équations (1.33) et (1.46), en suivant le même processus utilisé pour le calcul de la fonction d'enroulement modifiée en l'absence d'excentricité statique. Cette démarche nous conduit à l'équation suivante :

$$N_{sqi}(\theta_s) = N_{sqi}^{exs} + N_{sqi}^{sain} \quad (4.8)$$

Si $p = 1$ (nombre de paires de pôles égal à 1), alors la composante associée à l'excentricité statique (N_{sqi}^{exs}) est définie comme :

$$N_{sqi}^{exs} = -\frac{\sigma_s N_t}{\pi} K_{bh} \cos \left(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3p} + i\alpha \right) \quad (4.9)$$

Sinon, lorsque p n'est pas égal à 1, la composante associée à l'excentricité statique est nulle :

$$N_{sqi}^{exs} = 0 \quad (4.10)$$

Cette équation exprime la composante de la fonction d'enroulement pour l'enroulement statorique en présence d'excentricité statique. Elle intègre à la fois les contributions de l'état sain (N_{sqi}^{sain}) et de l'excentricité statique (N_{sqi}^{exs}). La dépendance de cette composante par rapport aux paramètres spécifiques de la machine, tels que le nombre de paires de pôles, est également prise en compte, ce qui la rend applicable à différents contextes.

Ce résultat constitue une étape essentielle dans le développement d'un modèle précis pour les MASDE, prenant en compte les effets de l'excentricité statique sur la distribution des courants statoriques. Il offre une base solide pour calculer les différentes inductances de la machine, permettant ainsi une analyse approfondie de son comportement électromagnétique sous l'influence de l'excentricité statique. Ces informations sont cruciales pour concevoir des stratégies de contrôle et de correction visant à minimiser les effets indésirables de ce défaut sur les performances des MASDE.

4.2.2 Calcul des inductances en cas d'excentricité statique

1. Calcul les inductances statoriques

— L'inductance de magnétisation du stator :

L'inductance de magnétisation du stator mesure la réaction magnétique entre le courant traversant le stator et le flux magnétique résultant. Elle est généralement considérée comme constante pour une machine asynchrone idéale, mais en présence d'une excentricité statique, cette inductance peut être affectée.

La formule de l'inductance de magnétisation du stator est donnée par :

$$L_{sqi}(\theta_s) = L_{sqi}^{exs} + l_{sqi}^{sain} \quad (4.11)$$

Si $p = 1$:

$$l_{sqi}^{exs} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\sigma_s^2 N_t^2 l}{\pi} K_{bh}^2 \cos^2(\theta_0 + q \frac{2\pi}{3} + i\alpha) \right) \quad (4.12)$$

Sinon :

$$l_{sqi}^{exs} = 0 \quad (4.13)$$

— Inductance mutuelle entre deux enroulements de stator :

L'inductance mutuelle entre deux enroulements du stator de phase (q) et étoile (i) d'une machine asynchrone double étoile mesure l'interaction magnétique entre ces deux enroulements. Dans le cas d'excentricité statique, on peut la calculer par l'équation suivante :

$$M_{sqi} = M_{sqi}^{exs} + M_{sqi}^{sain} \quad (4.14)$$

Si $p = 1$:

$$M_{sqi}^{exs} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\sigma_s^2 N_t^2 l}{\pi} K_{bh}^2 \cos(\theta_0 + q_1 \frac{2\pi}{3} + i_1 \alpha) \cos(\theta_0 + q_2 \frac{2\pi}{3} + i_2 \alpha) \right) \quad (4.15)$$

Sinon :

$$M_{sqi}^{exs} = 0 \quad (4.16)$$

Comme on peut le constater, étant donné que le nombre de paires de pôles (p) est égal à deux, aucune modification des valeurs des inductances du stator du moteur n'est effectuée. En d'autres termes, la présence d'une excentricité statique n'a pas d'impact sur les inductances statoriques du moteur lorsque le nombre de paires de pôles est deux.

Cette observation est significative car elle suggère que, dans le cas particulier de deux paires de pôles, les inductances statoriques ne sont pas sensibles à l'excentricité statique. Cela peut avoir des implications importantes dans la modélisation et le contrôle des machines asynchrones à double étoile, soulignant la nécessité d'une analyse approfondie des caractéristiques spécifiques à chaque configuration de machine.

2. Calcul les inductances rotoriques

— Inductance de magnétisation rotorique :

L'excentricité statique dans une machine asynchrone peut également affecter l'inductance de magnétisation rotorique, qui mesure la réaction magnétique entre le champ magnétique produit par le stator et le rotor de la machine :

$$L_{Mrk} = L_{Mrk}^{exs} + L_{Mrk}^{sain} \quad (4.17)$$

Avec :

$$L_{Mrk}^{exs} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left\{ \left(\frac{2\sigma_s^2}{\pi} \right) \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)^2 \cos^2\left(\left(\theta + k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) \right\} \quad (4.18)$$

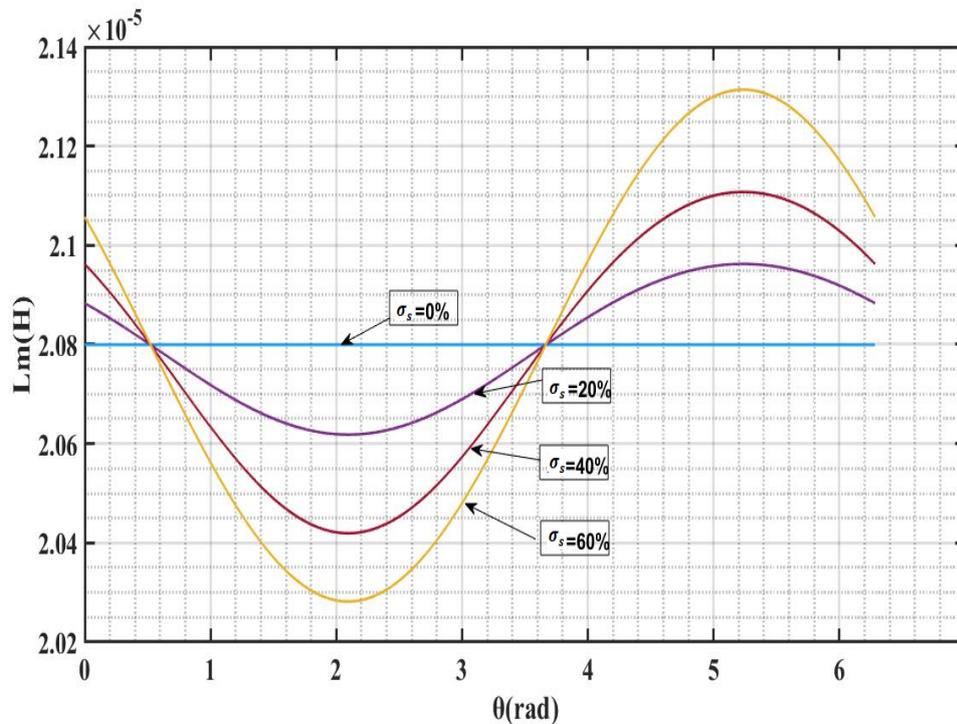


FIGURE 4.2 – Les inductances de magnétisation rotorique L_{mr1} de première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité statique σ_s

La figure (4.2) présente les inductances de magnétisation rotoriques L_{mr1} de première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité statique.

— **Inductance mutuelle rotorique :**

L'inductance mutuelle rotorique (M_{rjrk}) mesure l'interaction magnétique entre deux enroulements rotoriques (r_j et r_k) dans une MASDE. Cette interaction est influencée par l'excentricité statique, qui peut causer des variations dans cette inductance.

L'équation générale qui décrit ces variations est la suivante :

$$M_{rjrk} = M_{rjrk}^{exs} + M_{rjrk}^{sain} \quad (4.19)$$

Avec :

$$M_{rjrk}^{exs} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left\{ \left(\frac{2\sigma_s^2}{\pi} \right) \sin\left(\frac{\lambda_r}{2}\right)^2 \cos\left(\theta + \left(k_1 - \frac{1}{2}\right) \cdot \lambda_r\right) + \cos\left(\theta + \left(k_2 - \frac{1}{2}\right) \cdot \lambda_r\right) \right\} \quad (4.20)$$

La figure (4.3) représente le résultat d'une simulation sous Matlab, montrant que la valeur de l'inductance mutuelle rotorique M_{rjrk} change avec le changement du degré d'excentricité statique σ_s .

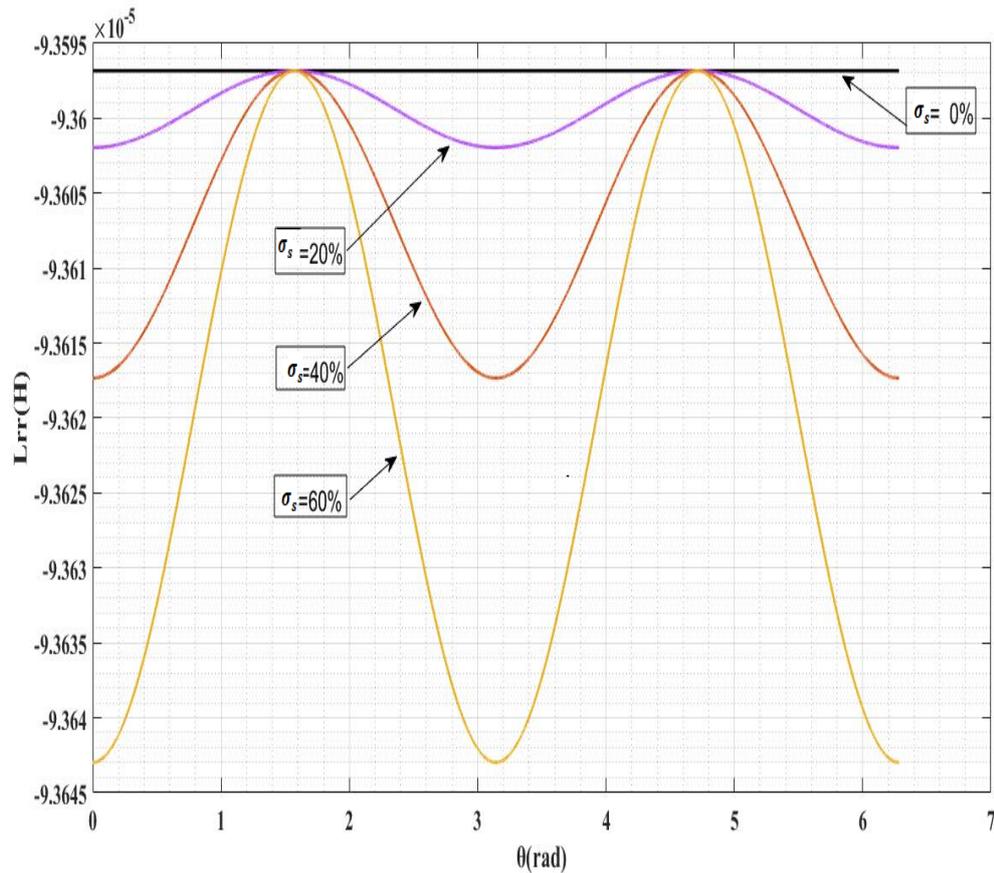


FIGURE 4.3 – L'inductance mutuelle rotorique M_{r1r2} de deux premières mailles rotoriques avec différents degrés d'excentricité statique σ_s

3. Calcul les inductances mutuelles statoriques-rotoriques

Pour calculer les inductances mutuelles statoriques-rotoriques en cas d'excentricité statique, il est nécessaire de considérer l'équation suivante :

$$M_{sqirk}(\theta) = M_{sqirk}^{exs}(\theta) + M_{sqirk}^{sain}(\theta) \quad (4.21)$$

Si $p = 1$:

$$M_{sqirk}^{exs} = \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\sigma_s l N_t^2}{\pi} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \sin \left((h+1) \frac{\lambda_r}{2} \frac{K_{bh}^2}{h(h+1)} \right) \cdot \cos \left(\theta(h+1) + k - \frac{\lambda_r}{2} - (h(\theta_0 + q \cdot \frac{2\pi}{3} + i.\alpha)) \right) - \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2l\sigma_s^2 N_t^2}{\pi} K_{bh}^2 \right) \sin \left(\frac{\lambda_r}{2} \cos(\theta - \theta_0 - q \cdot \frac{2\pi}{3} - i.\alpha) \cos(k - \frac{\lambda_r}{2}) \right) \quad (4.22)$$

Sinon :

$$M_{sqirk}^{exs} = \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\sigma_s N_t^2 l}{\pi} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \sin((hp \pm 1) \frac{\lambda_r}{2} \frac{K_{bh}^2}{hp(h+1)}) \cos(\theta(hp \pm 1) + (k - (\lambda_r/2)r) - (hp(\theta_0 + q \cdot (\frac{2\pi}{3}) + i.\alpha))) \quad (4.23)$$

Dans la Figure (4.4), on observe le résultat d'une simulation sous Matlab, montrant les valeurs de l'induction mutuelle (M_{sa1r1}) entre la phase (a_1) statorique et première maille rotorique avec le changement du degré d'excentricité statique (σ_s).

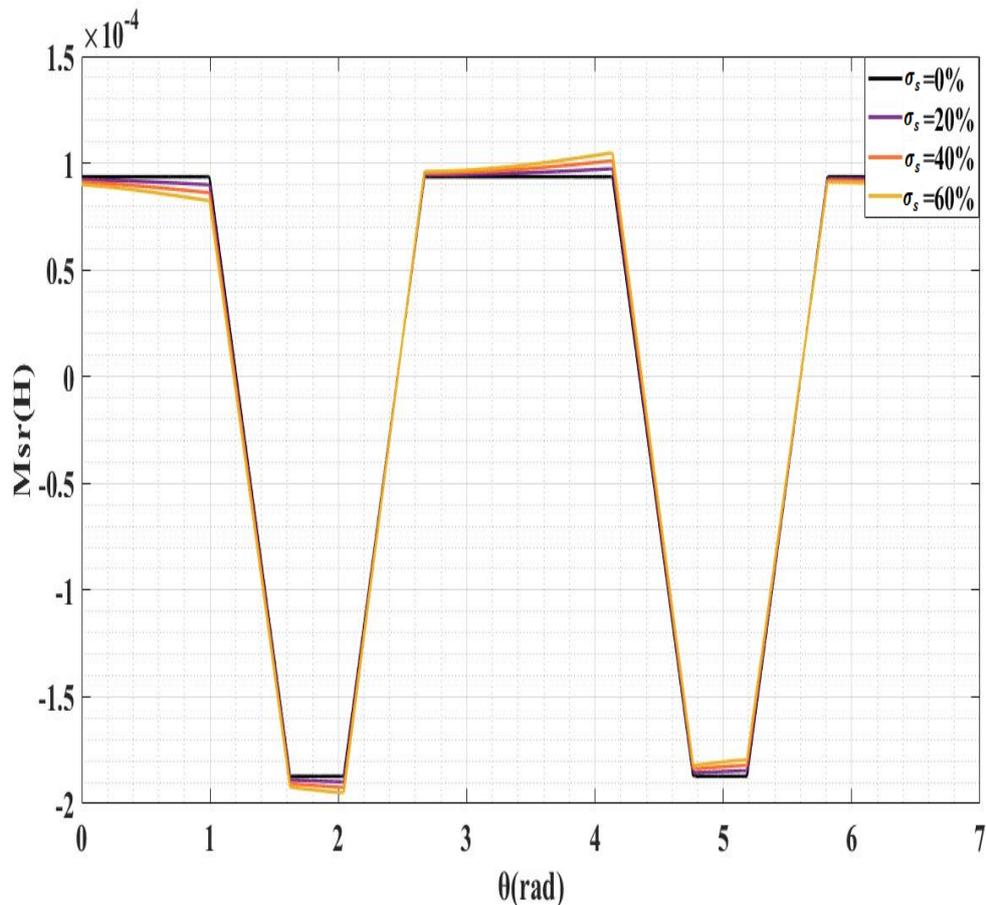


FIGURE 4.4 – L'induction mutuelle M_{sa1r1} entre la phase a_1 statorique et première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité statique σ_s

4.2.3 Excentricité dynamique

L'excentricité dynamique dans une machine asynchrone double étoile se réfère à une condition où les deux enroulements statoriques du moteur, générale-

ment appelés étoiles, sont désalignés par rapport à l'axe de rotation du rotor. Cela peut se produire en raison de différentes raisons, telles que des forces mécaniques ou électromagnétiques inégales agissant sur le stator, voir figure(4.5).

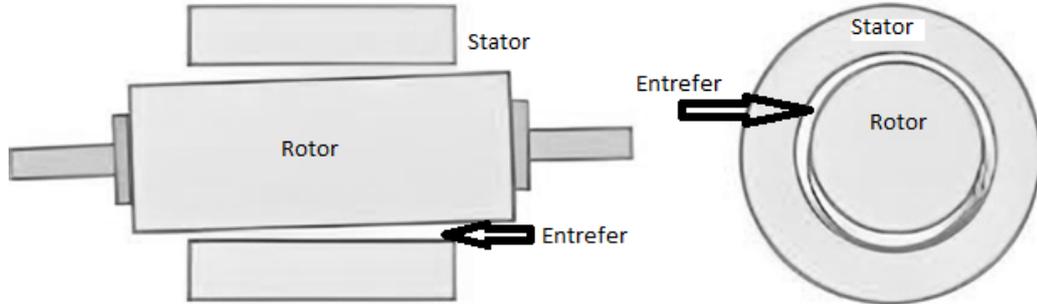


FIGURE 4.5 – Défaut d'excentricité dynamique

Lorsqu'une excentricité dynamique se produit, les enroulements statoriques ne sont pas parfaitement centrés par rapport au rotor, ce qui entraîne des effets indésirables sur le fonctionnement du moteur. Ces effets peuvent inclure des vibrations accrues, une augmentation de pertes par frottement, une réduction de l'efficacité globale du moteur et une augmentation des contraintes mécaniques (Ghoggalet al. [2009]). Elle peut être détectée et mesurée à l'aide de techniques de surveillance telles que l'analyse des vibrations, la thermographie infrarouge ou la surveillance des courants statoriques. Une fois détecté, il est important de corriger l'excentricité pour éviter des dommages supplémentaires à la machine et optimiser ses performances (Nandiet al. [2002]).

Effectivement, l'excentricité dynamique peut entraîner des variations dans les calculs des inductances de la machine qui sont des paramètres importants pour décrire le comportement électromagnétique du moteur.

4.2.4 Calcul des inductances en cas d'excentricité dynamique

1. Calcul les inductances statoriques :

De manière similaire, en utilisant la relation (4.6) et en intégrant les équations (1.44), (1.46) et (1.48), (1.50), (1.51), (1.54), il est possible de démontrer que toutes les inductances du stator et du rotor peuvent être exprimées par les relations suivantes :

— L'inductance de magnétisation statorique

$$L_{sqi}(\theta_s) = L_{sqi}^{exd} + I_{sqi}^{sain} \quad (4.24)$$

Si $p = 1$:

$$I_{sqi}^{exd} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left(\left(\frac{2 \cdot \sigma_d^2 \cdot N_t^2 l}{\pi} \right) \cdot K_{b1}^2 \cdot \cos^2(\theta_0 + q \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} + i \cdot \alpha) \right) \quad (4.25)$$

Sinon :

$$I_{sqi}^{exd} = 0 \quad (4.26)$$

— L'inductance mutuelle entre deux enroulements statorique

$$M_{sqi} = M_{sqi}^{exd} + M_{sqi}^{sain} \quad (4.27)$$

Si $p = 1$:

$$M_{sqi}^{exd} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left(\left(\frac{2 \cdot \sigma_d^2 \cdot N_t^2 l}{\pi} \right) \cdot K_{b1}^2 \cdot \cos\left(\theta_0 + q_1 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} + i_1 \cdot \alpha\right) \times \right. \quad (4.28)$$

$$\left. \cos\left(\theta_0 + q_2 \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3} + i_2 \cdot \alpha\right) \right) \quad (4.29)$$

Sinon :

$$M_{sqi}^{exd} = 0 \quad (4.30)$$

Comme indiqué précédemment pour l'excentricité statique, l'excentricité dynamique n'entraîne également aucune différence dans les calculs des inductances statoriques. Cela souligne la robustesse des inductances statoriques face aux variations de l'excentricité, qu'elle soit statique ou dynamique. Cette observation peut simplifier la modélisation des machines asynchrones et avoir des implications pratiques dans la conception et le contrôle de ces systèmes, en minimisant l'impact des variations d'excentricité sur les caractéristiques électriques fondamentales. Cependant, une analyse plus approfondie pourrait être nécessaire pour confirmer cette observation dans des contextes spécifiques d'application.

2. Calcul les inductances rotoriques :

— L'inductance de magnétisation rotorique

$$L_{Mrkt} = L_{Mrk}^{exd} + L_{Mrk}^{sain} \quad (4.31)$$

Et :

$$L_{Mrk}^{exd} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2 \cdot \sigma_d^2}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\gamma_r}{2}\right)^2 \cdot \cos^2\left(\left(\theta + k - \frac{1}{2}\right)\alpha_r\right) \right) \quad (4.32)$$

— L'inductance mutuelle rotorique, voir figure (4.6)

$$M_{rjrkt} = M_{rjrk}^{exd} + M_{rjrk}^{sain} \quad (4.33)$$

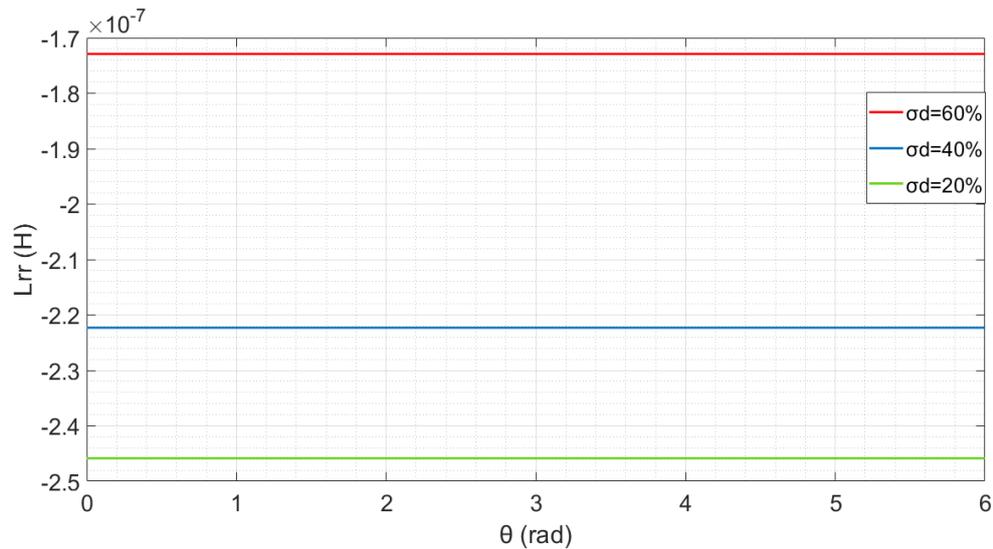


FIGURE 4.6 – Les inductions mutuelles rotoriques L_{r1r2} entre deux mailles adjacentes (r_1) et (r_2) avec différents degrés d'excentricité dynamique σ_d

Avec :

$$M_{rjrk}^{exd} = -\frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2 \cdot \sigma_d^2}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\lambda_r}{2}\right)^2 \cdot \cos\left(\theta + \left(k_1 - \frac{1}{2}\right) \cdot \lambda_r\right) + \cos\left(\theta + \left(k_2 - \frac{1}{2}\right) \cdot \lambda_r\right) \right) \quad (4.34)$$

3. Calcul les inductances mutuelles statoriques-rotoriques

$$M_{sqirkt}(\theta) = M_{sqirkt}^{sain}(\theta) + M_{sqirkt}^{exd}(\theta) \quad (4.35)$$

Si $p = 1$:

$$M_{sqirkt}^{exd} = \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2\sigma_d \cdot l \cdot N_t^2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sin((h+1) \frac{\lambda_r}{2} \frac{K_{bh}^2}{h(h+1)} \cos(\theta(h+1)) + k - (\lambda_r/2)) \right. \\ \left. - (h(\theta_0 + q \cdot \frac{2\pi}{3} + i \cdot \alpha)) \right) - \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\frac{2 \cdot l \cdot \sigma_d^2 \cdot N_t^2}{\pi} K_{b1}^2 \cdot \sin(\frac{\lambda_r}{2} \cos(\theta - \theta_0 - q \cdot \frac{2\pi}{3} - i \cdot \alpha) \cos(k - \frac{\lambda_r}{2})) \right) \quad (4.36)$$

Sinon :

$$M_{sqirkt}^{exd} = \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\left(\frac{2\sigma_d \cdot N_t^2 l}{\pi} \right) \sum_{h=1}^{\infty} \sin((hp \pm 1) \frac{\lambda_r}{2} \frac{K_{bh}^2}{hp(h+1)} \right. \\ \left. \cos(\theta(hp \pm 1) + (k - (1/2) \cdot \lambda_r) - (hp(\theta_0 + q \cdot (\frac{2\pi}{3}) + i \alpha))) \right) \quad (4.37)$$

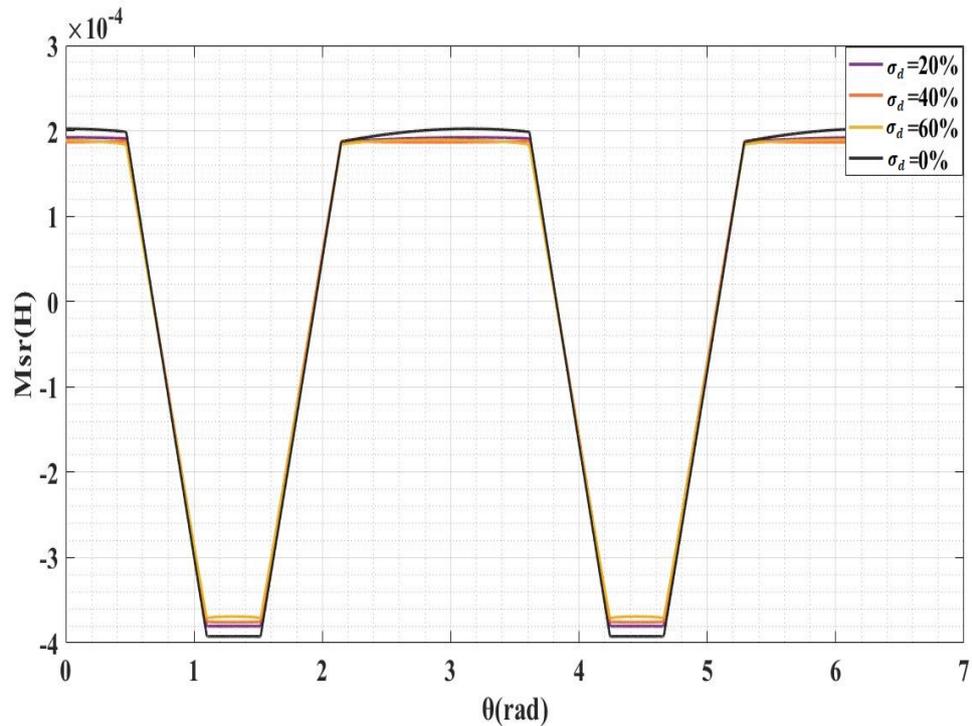


FIGURE 4.7 – L'induction mutuelle M_{sa1r1} entre la phase a_1 statorique et la première maille rotorique avec différents degrés d'excentricité dynamique σ_d

Dans la figure (4.7), on peut observer les résultats de la simulation réalisée avec Matlab mettant en évidence les valeurs de l'inductance mutuelle (M_{sa1r1}) entre la phase statorique (a_1) et la première section rotorique, en fonction du degré d'excentricité statique (σ_d).

4.3 LES HARMONIQUES LIÉS À L'EXCENTRICITÉ

L'étude de l'excentricité dans les machines asynchrones remonte à plusieurs décennies et a été largement explorée au fil du temps. Les recherches antérieures se sont principalement concentrées sur l'évaluation de l'influence de l'excentricité sur les efforts radiaux subis par le rotor, également appelés "unbalanced magnetic pull" en anglais, ainsi que sur l'estimation des niveaux de bruit associés à ce phénomène pour y apporter des solutions.

Cependant, au cours de notre recherche bibliographique, il apparaît que peu d'études se sont concentrées sur la compréhension du mécanisme de génération des harmoniques liées à l'excentricité rotorique dans le spectre du courant statorique. Quelques travaux notables dans cette direction incluent les recherches menées par "Cameron" [\[Cameron et al. \[1986\]\]](#), "Nandi" [\[Nandiet al. \[2001\]\]](#) et "Sahraoui" [\[Sahraouiet al. \[2008\]\]](#). [\[Razik \[2003\]\]](#) Dans ce contexte, notre travail s'est orienté vers le développement d'études dans ce domaine spécifique. Notre objectif est de mieux comprendre le mécanisme de génération des harmoniques du courant statorique liées à l'excentricité, en enrichissant ainsi les connaissances actuelles sur ce sujet en machine asynchrone triphasée et le comparant avec nos résultats obtenus pour la MASDE.

Le diagnostic des excentricités radiales dans une MASDE peut être réalisé en analysant le courant statorique. L'excentricité radiale se produit lorsque le rotor de la machine n'est pas centré par rapport au stator, ce qui entraîne des variations du flux magnétique dans l'entrefer, ces variations se reflètent dans le courant statorique.

L'objectif de cette section est d'analyser le spectre du courant statorique et ça par l'étude de flux statorique (On supposera que l'excentricité n'a pas d'impact sur les inductances rotorique. On va uniquement à une étude analytique de flux statorique, plutôt que leur dérivée, afin de simplifier les différentes opérations, sachant que les deux études différentes nous donnent les mêmes résultats [\[Kaikaa \[2010\]\]](#)).

4.3.1 Les harmoniques liés à l'excentricité statique

Lorsqu'une excentricité statique est présente, on doit définir le profil spectral du courant statorique à partir de calcul du flux statorique qui est obtenu de deux composants : le premier composant est obtenu en multipliant le vecteur des courants rotoriques par la matrice des inductances mutuelles, tandis que le second composant résulte de la multiplication du vecteur des courants statoriques par la matrice des inductances statoriques. Et comme on a expliqué précédemment "concernant le type de moteur à double étoile", notre étude sera menée sur les deux axes (α, β) et (x, y) .

Où :

$$\phi_{s(\alpha,\beta)} = [L_s][i_{s(\alpha,\beta)}] + \frac{\sqrt{3}}{2} \left([M_{sr}][i_{rk}] \right) \quad (4.38)$$

$$\phi_{s(x,y)} = [L_s][i_{s(x,y)}] + \frac{\sqrt{3}}{2} \left([M_{sr}][i_{rk}] \right) \quad (4.39)$$

Avec l'inductance mutuelle statorique rotorique en cas d'excentricité statique est égale :

$$M_{sqirk}^{exs} = \frac{u_0 r l}{g_0} \left(\left(\frac{2 \cdot \sigma_s \cdot N_t^2 l}{\pi} \right) \cdot \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h \pm 1}^{\infty} \cdot \sin((hp \pm 1) \cdot \frac{\lambda_r}{2} \cdot \frac{K_{bh}^2}{hp(h+1)} \cdot \cos(\theta(hp \pm 1) + (k - \frac{\lambda_r}{2}) - (hp(\theta_0 + q \cdot (\frac{2\pi}{3}) + i \cdot \alpha)))) \right) \quad (4.40)$$

L'équation précédente peut être raccourcie comme suit :

$$M_{sqirk}^{exs} = M_{sr}^{exs}(hp) + M_{sr}^{exs}(hp+1) + M_{sr}^{exs}(hp-1) \quad (4.41)$$

Avec :

$$M_{sr}^{exs}(hp) = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h \pm 1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh}}{g_0 \pi (ph)^2} \right) \sin(hp \frac{\lambda_r}{2}) \times \left[\begin{array}{l} \cos hp(\theta - \theta_0) \dots \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r \right) \\ \cos hp(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}) \dots \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{2\pi}{3p} \right) \\ \cos hp(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}) \dots \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r + \frac{2\pi}{3p} \right) \\ \cos hp(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{6p}) \dots \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{\pi}{6p} \right) \\ \cos hp(\theta - \theta_0 - \frac{5\pi}{6p}) \dots \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{5\pi}{6p} \right) \\ \cos hp(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{2p}) \dots \cos \left(hp(\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r + \frac{\pi}{2p} \right) \end{array} \right] \quad (4.42)$$

$$M_{sr}^{exs}(hp+1) = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h \pm 1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_s}{g_0 \pi (ph+1)} \right) \sin((hp+1) \frac{\lambda_r}{2}) \times \left[\begin{array}{l} \cos(hp+1)(\theta - \theta_0) \dots \cos(hp+1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r \right) \\ \cos(hp+1)(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}) \dots \cos(hp+1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{2\pi}{3p} \right) \\ \cos(hp+1)(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}) \dots \cos(hp+1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r + \frac{2\pi}{3p} \right) \\ \cos(hp+1)(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{6p}) \dots \cos(hp+1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{\pi}{6p} \right) \\ \cos(hp+1)(\theta - \theta_0 - \frac{5\pi}{6p}) \dots \cos(hp+1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{5\pi}{6p} \right) \\ \cos(hp+1)(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{2p}) \dots \cos(hp+1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r + \frac{\pi}{2p} \right) \end{array} \right] \quad (4.43)$$

$$M_{sr}^{exs}(hp-1) = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h \pm 1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_s}{g_0 \pi (ph-1)} \right) \sin((hp-1) \frac{\lambda_r}{2}) \times \left[\begin{array}{l} \cos(hp-1)(\theta - \theta_0) \dots \cos(hp-1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r \right) \\ \cos(hp-1)(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3p}) \dots \cos(hp-1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{2\pi}{3p} \right) \\ \cos(hp-1)(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3p}) \dots \cos(hp-1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r + \frac{2\pi}{3p} \right) \\ \cos(hp-1)(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{6p}) \dots \cos(hp-1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{\pi}{6p} \right) \\ \cos(hp-1)(\theta - \theta_0 - \frac{5\pi}{6p}) \dots \cos(hp-1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r - \frac{5\pi}{6p} \right) \\ \cos(hp-1)(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{2p}) \dots \cos(hp-1) \left((\theta - \theta_0) + (k - 1/2)\lambda_r + \frac{\pi}{2p} \right) \end{array} \right]$$

(4.44)

La variation du flux rotorique générera également des forces électromotrices (FEM) qui engendreront des courants rotoriques de forme similaire. Cette diversité de flux rotorique permet donc d'exprimer le courant rotorique comme la somme de trois vecteurs, de la manière suivante :

$$I_{rk}(hp) = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h\pm 1}^{\infty} I_{rhp} \left[\begin{array}{c} : \\ \cos \left(g_h w_s t + hp(k - 1/2)\lambda_r - hp\theta_0 \right) \\ : \end{array} \right]_{k=0\dots N_{b-1}} \quad (4.45)$$

$$I_{rk}(hp + 1) = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h\pm 1}^{\infty} I_{rhp+1} \left[\begin{array}{c} : \\ \cos \left(\left(g_h + \left(\frac{1-g}{p} \right) \right) w_s t + (hp + 1)(k - 1/2)\lambda_r - hp\theta_0 \right) \\ : \end{array} \right]_{k=0\dots N_{b-1}} \quad (4.46)$$

$$I_{rk}(hp - 1) = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h\pm 1}^{\infty} I_{rhp-1} \left[\begin{array}{c} : \\ \cos \left(\left(g_h - \left(\frac{1-g}{p} \right) \right) w_s t + (hp - 1)(k - 1/2)\lambda_r - hp\theta_0 \right) \\ : \end{array} \right]_{k=0\dots N_{b-1}} \quad (4.47)$$

À partir des raccourcies précédentes et en tenant en compte, du déplacement spatial entre les deux étoiles et lorsque (h) appartient à $(6k \pm 1)_{k=1,3,5\dots}$ pour l'axe (x,y) et $(12k \pm 1)_{k=1,3,5\dots}$, on réécrit les équations de flux statoriques comme suivant :

$$\phi_{sx} = [l_s] \cdot [i_{sx}] + [M_{sr}^{exd}]_h [i_{rk}]_h \quad (4.48)$$

$$\phi_{s\alpha} = [l_s] \cdot [i_{s\alpha}] + [M_{sr}^{exd}]_h [i_{rk}]_h \quad (4.49)$$

Afin d'éviter toute confusion, on change le symbole de l'un de deux de (h) harmonique dans les courants rotoriques et l'inductance mutuelle par (h'), on constate leur égalité de fonctionnement malgré leurs rangs différents. Donc on obtient :

$$[M_{sr}^{exs}]_h [i_{rk}]_{h'} = \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h\pm 1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_s}{S_0 \pi (ph)^2} \right) \sin(hp \frac{\lambda_r}{2}) \times$$

$$\left\{ I_{rhp} \left(\cos(hp\theta + s_{h'}) w_s t - (h + h')p(k - 1/2)\lambda_r \right) + \right.$$

$$\left. \cos \left((hp\theta - s_{h'}) w_s t - (h - h')p(k - 1/2)\lambda_r \right) \right)$$

$$I_{rhp+1} \left(\cos \left(hp\theta + \frac{1-g}{p} + s_{h'} \right) w_s t - (hp + h'p + 1)(k - 1/2)\lambda_r \right) +$$

$$\begin{aligned} & \cos\left(\left(hp\theta - \frac{1-S}{p} + S_{h'}\right)w_s t - (hp - h'p - 1)(k - 1/2)\lambda_r\right) \\ & I_{rhp-1} \left(\cos\left(hp\theta - \frac{1-S}{p} + s_{h'}\right)w_s t - (hp + h'p - 1)(k - 1/2)\lambda_r\right) + \\ & \left. \cos\left(\left(hp\theta + \frac{1-S}{p} - s_{h'}\right)w_s t - (hp - h'p + 1)(k - 1/2)\lambda_r\right) \right\} \end{aligned} \quad (4.50)$$

En introduisant l'expression du glissement harmonique ($S_{h'}$) et en remplaçant (θ) par sa valeur :

$$\begin{aligned} [M_{sr}^{exs}]_h [i_{rk}]_{h'} &= \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h\pm 1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_s}{g_0 \pi (ph)^2} \right) \sin\left(hp \frac{\lambda_r}{2}\right) \times \\ & \left\{ I_{rhp} \left(\cos\left((h+h')(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h+h')p\theta_0 - (h+h')p(k-1/2)\lambda_r\right) + \right. \\ & \left. \cos\left(\left((h-h')(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h-h')p\theta_0 - (h-h')p(k-1/2)\lambda_r\right) \right. \\ & I_{rhp+1} \left(\left(\cos\left(\frac{(h+h')p+1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h+h')p\theta_0 - (hp+h'p+1)(k- \right. \right. \\ & \left. \left. 1/2)\lambda_r\right) + \right. \\ & \left. \cos\left(\left(\frac{(h-h')p+1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h-h')p\theta_0 - (hp-h'p-1)(k-1/2)\lambda_r\right) \right) \\ & I_{rhp-1} \left(\left(\cos\left(\frac{(h+h')p-1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h+h')p\theta_0 - (hp+h'p+1)(k- \right. \right. \\ & \left. \left. 1/2)\lambda_r\right) + \right. \\ & \left. \left. \cos\left(\left(\frac{(h-h')p-1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h-h')p\theta_0 - (hp-h'p-1)(k-1/2)\lambda_r\right) \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.51)$$

L'équation (4.51) est égale à zéro si et seulement si :

$$\left\{ h = h' \text{ ou } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm h'\right) \text{ ou } h = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \pm h'\right) \text{ ou } h = \left(\frac{hp \pm 1}{p} \pm h'\right) \right\}_{\lambda=1,2,\dots}$$

Si l'on remplit ces conditions, on obtient l'équation suivante :

$$\begin{aligned} [M_{sr}^{exs}]_h [i_{rk}]_{h'} &= \sum_{k=1}^{n_b} \sum_{h=6h\pm 1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_s}{g_0 \pi (ph)^2} \right) \times \\ & \left\{ I_{rhp} \left(\cos(w_s t) + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - \lambda n_b \theta_0 \right. \right. \right. \\ & \left. \left. + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - \lambda n_b \theta_0 \right) \right) \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & I_{rhp+1} \left(\cos(\omega_s t + \theta_0 + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b + 1)\theta_0\right) \right. \\
 & \left. \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b + 1)\theta_0\right) \right) \\
 & I_{rhp-1} \left(\cos(\omega_s t - \theta_0 + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b - 1)\theta_0\right) \right. \\
 & \left. \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)\omega_s t - (\lambda n_b - 1)\theta_0\right) \right) \} \quad (4.52)
 \end{aligned}$$

L'équation (4.52) montre qu'en plus à l'harmonique fondamental, il existe des harmoniques de fréquences (f_{ES}) dans le spectre du flux statorique qui sont identiques à celles des (HER) donc l'excentricité statique ne modifie pas le contenu fréquentiel du courant statorique mais modifie les rangs de ses harmoniques.

Donc on peut écrire en forme générale et par considération en tout rang harmoniques l'expression d'harmonique en cas d'excentricité statique :

$$H_{abc} = H_{\alpha\beta} \cup H_{xy} = \{h = 1 \cup (h = 6k \pm 1)_{k=1,2,3} \cap h = 1 \cup \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1\right)_{\lambda=1,2,3}\} \quad (4.53)$$

Et pour :

$$\left\{h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} + 1\right)_{\lambda=1,2,3} \Rightarrow f_{Es} = (h(1-S) - S)f_{sh}\right\} \quad (4.54)$$

Et :

$$\left\{h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} - 1\right)_{\lambda=1,2,3} \Rightarrow f_{sh2} = (h(1-S) + S)f_{sh}\right\} \quad (4.55)$$

Avec :

$$\left\{f_{sh} = ((h(1-S) \pm v) - S)f_s \text{ et } (v = 6k \pm 1)_{k=1,2,3\dots}\right\}$$

La simulation a été réalisée dans des conditions alignées sur celles de l'excentricité statique. La figure (4.8) illustre de manière détaillée le spectre du courant statorique, offrant ainsi une représentation visuelle claire des caractéristiques du système. Cette analyse a été menée pour une excentricité statique de 40%, avec des paramètres spécifiques tels que $S = 0.2$ et $f_s = 50\text{Hz}$, permettant ainsi une évaluation approfondie des réponses du système dans ces conditions particulières.

4.3.2 Les harmoniques liés à l'excentricité dynamique

L'obtention du spectre du flux statorique en présence d'excentricité dynamique suit la même méthode que dans le cas de l'excentricité statique qui est le développement analytique à ceci après qu'on remplace la matrice des inductances statoriques par celle des inductances dynamiques où la matrice d'inductance mutuelle statorique rotorique en cas d'excentricité dynamique multiplié par les courants rotorique est :

$$[M_{sr}^{exd}]_h [i_{rk}]_h = \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_d}{g_0 \pi (ph)^2} \right) \sin\left(hp \frac{\lambda_r}{2}\right) \times$$

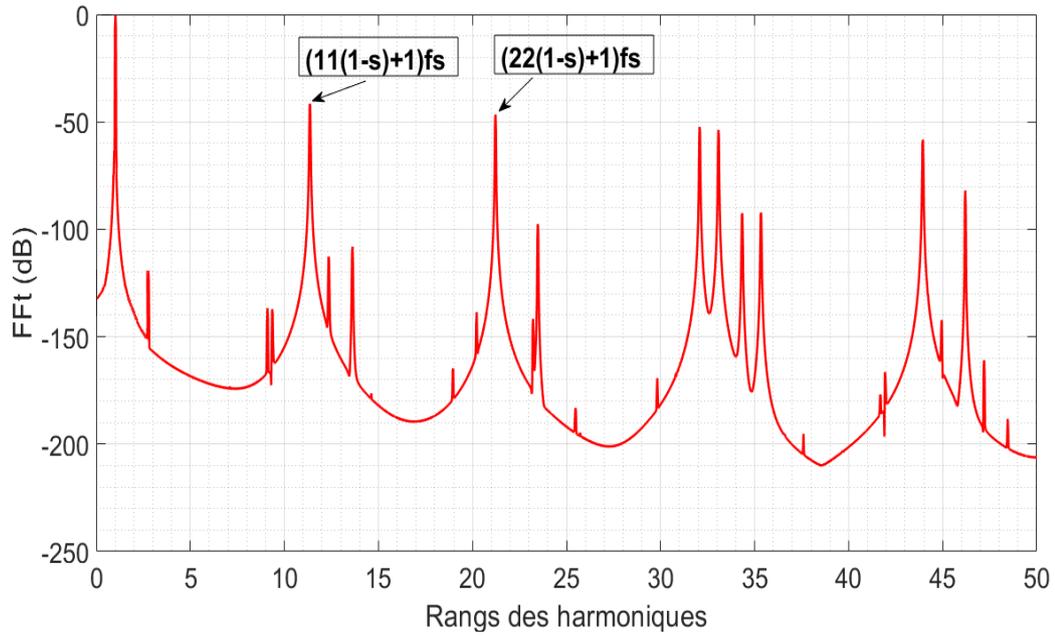


FIGURE 4.8 – Spectre fréquentiel du courant i_{sa1} de la MASDE en cas d'excentricité statique de 40%.

$$\begin{aligned}
 & \left\{ I_{rhp} \left(\cos \left(hp\theta + S_{h'} \right) \omega_s t - (h + h') p (k - 1/2) \lambda_r \right) + \right. \\
 & \left. \cos \left((hp\theta - S_{h'}) \omega_s t - (h - h') p (k - 1/2) \lambda_r \right) \right) \\
 & I_{rhp+1} \left(\cos \left(hp\theta + \frac{1-s}{p} + S_{h'} \right) \omega_s t - (hp + h'p + 1) (k - 1/2) \lambda_r \right) + \\
 & \left. \cos \left((hp\theta - \frac{1-s}{p} + S_{h'}) \omega_s t - (hp - h'p - 1) (k - 1/2) \lambda_r \right) \right) \\
 & I_{rhp-1} \left(\cos \left(hp\theta - \frac{1-s}{p} + S_{h'} \right) \omega_s t - (hp + h'p - 1) (k - 1/2) \lambda_r \right) + \\
 & \left. \cos \left((hp\theta + \frac{1-s}{p} - S_{h'}) \omega_s t - (hp - h'p + 1) (k - 1/2) \lambda_r \right) \right) \left. \right\} \quad (4.56)
 \end{aligned}$$

En incorporant l'expression du glissement harmonique (S'_h) et en substituant la valeur de (θ) dans l'équation précédente, on obtient la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 [M_{sr}^{exd}]_h [i_{rk}]_{h'} &= \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_t l K_{bh} \sigma_d}{g_0 \pi (ph)^2} \right) \sin \left(hp \frac{\lambda_r}{2} \right) \times \\
 & \left\{ I_{rhp} \left(\cos \left((h + h') (1 - S) \pm 1 \right) \omega_s t - (h + h') p \theta_0 - (h + h') p (k - 1/2) \lambda_r \right) + \right. \\
 & \left. \cos \left(((h - h') (1 - S) \pm 1) \omega_s t - (h - h') p \theta_0 - (h - h') p (k - 1/2) \lambda_r \right) \right) \\
 & I_{rhp+1} \left(\cos \left((h + h') (1 - S) \pm 1 \right) \omega_s t - (h + h') p \theta_0 - (hp + h'p + 1) (k - \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & 1/2)\lambda_r) + \\
 & \cos\left(\left((h-h')(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h-h')p\theta_0 - (hp-h'p-1)(k-1/2)\lambda_r\right) \\
 & I_{rhp-1} \left(\left(\cos\left(\left((h+h')(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h+h')p\theta_0 - (hp+h'p+1)(k-1/2)\lambda_r\right) + \right. \right. \\
 & \left. \left. \cos\left(\left((h-h')(1-S) \pm 1\right)w_s t - (h-h')p\theta_0 - (hp-h'p-1)(k-1/2)\lambda_r\right) \right) \right) \quad (4.57)
 \end{aligned}$$

L'équation (4.57) est égale à zéro si et seulement si :

$$\left\{ h = h' \text{ ou } h = \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm h'\right) \text{ ou } h = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \pm h'\right) \text{ ou } h = \left(\frac{h'p \pm 1}{p}\right) \right\}_{\lambda=1,2,\dots}$$

Si l'on remplit ces conditions, on obtient l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 [M_{sr}^{exd}]_h [i_{rk}]_{h'} &= \sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{4u_0 r l N_i l K_{bh} \sigma_d}{g_0 \pi (ph)^2} \right) \times \\
 & \left\{ I_{rhp} \left(\cos(w_s t) + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - \lambda n_b \theta_0 \right) \right. \right. \\
 & \left. \left. + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - \lambda n_b \theta_0\right) \right) \right. \\
 & I_{rhp+1} \left(\cos(w_s t + \theta_0) + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (\lambda n_b + 1)\theta_0\right) \right) \\
 & \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (\lambda n_b + 1)\theta_0\right) \\
 & I_{rhp-1} \left(\cos(w_s t - \theta_0) + \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b + 1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (\lambda n_b - 1)\theta_0\right) \right) \\
 & \left. \left. \cos\left(\left(\frac{\lambda n_b - 1}{p}(1-S) \pm 1\right)w_s t - (\lambda n_b - 1)\theta_0\right) \right) \right\} \quad (4.58)
 \end{aligned}$$

Lorsqu'on examine cette équation, il est évident qu'en plus de l'harmonique fondamental du flux ($h = 1$) et des harmoniques d'ordre supérieur dus aux effets harmoniques de l'espace (HER), le spectre du flux statorique comporte des harmoniques de rang élevé attribuables à l'excentricité dynamique. Ces fréquences (f_{ED}) de ces harmoniques sont données par :

$$f_{ED1} = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} (1-S) \pm 1 \right) f_s \quad (4.59)$$

Si on applique la même méthode à toutes les combinaisons possibles entre les inductances mutuelles et les courants rotoriques, en restreignant le tout au premier rang d'harmoniques de courant rotorique ($h' = 1$), on remarque que

l'excentricité dynamique introduit à la fois des nouveaux rangs et des nouvelles fréquences dans le spectre du courant statorique on constate notamment que le spectre du courant statorique possède des harmoniques de rang élevé et qui sont :

$$f_{ED2} = \left(\frac{\lambda n_b \pm 2}{p} (1 - S) \pm 1 \right) f_s \quad (4.60)$$

Enfin, tous les harmoniques produits en cas d'excentricité dynamique peuvent être collectés dans le groupe suivant :

$$H_{abcdy} = H_{\alpha\beta dy} \cup H_{xydy} = \left\{ h = 1 \cup (h = 6k \pm 1)_{k=1,2,3} \cap h = 1 \cup \left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right) \right. \\ \left. \cap h = 1 \cup \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} \right) \cup \left(\frac{\lambda n_b \pm 2}{p} \right) \right\}_{\lambda=1,2,3} \quad (4.61)$$

Et pour exprimer les valeurs des fréquences pour chaque rang, on utilise la phrase suivante :

$$\begin{cases} f_{sh} = \left(\left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right) (1 - S) - S \right) f_s \\ f_{ED1} = \left(\frac{\lambda n_b \pm 1}{p} (1 - S) \pm 1 \right) f_s \\ f_{ED2} = \left(\frac{\lambda n_b \pm 2}{p} (1 - S) \pm 1 \right) f_s \end{cases}$$

On peut clairement observer les mêmes composantes fréquentielles présentes dans le spectre de la simulation en état sain. Cependant, en plus de ces composantes, le défaut d'excentricité dynamique génère de nouvelles composantes aux fréquences théoriquement prédites.

Ces quelques exemples illustrent la concordance remarquable entre les résultats de simulation et notre démarche théorique telle qu'elle est exposée dans le tableau (4.1) :

L'ordre de λ	h	$f_{ED} + f_{sh}$
$\lambda = 1$	10/12	410/490 Hz
$\lambda = 2$	21/23	890/970 Hz
$\lambda = 3$	32/34	1270/1350 Hz
$\lambda = 4$	43/45	1710/1790 Hz

TABLE 4.1 – Les valeurs des harmoniques du $i_{s\lambda 1}$ de MASDE en excentricité dynamique

Donc par exemple , si le glissement ($S = 0.2$) , la fréquence fondamentale ($f_s = 50Hz$) le calcul de fréquence de chaque harmonique passe par usage des équations (4.59) et (4.60).

Pour $\lambda = 1$:

$$\begin{cases} f_{ED} = \left(\frac{(1 \times 22) \pm 2}{2} (1 - 0.2) \pm 1 \right) 50 \\ h = \left(\frac{(1 \times 22) \pm 2}{2} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_{sh} = \left(\left(\frac{1 \times 22}{2} \pm 1 \right) (1 - 0.2) \pm 0.2 \right) 50 \\ h = \left(\frac{1 \times 22}{2} \pm 1 \right) \end{cases}$$

On a réalisé la simulation dans des conditions identiques à celles de l'excentricité dynamique, la figure (4.9) illustre le spectre du courant statorique pour une excentricité dynamique de (40%) et ($S = 0.2$), ($f_s = 50\text{Hz}$).

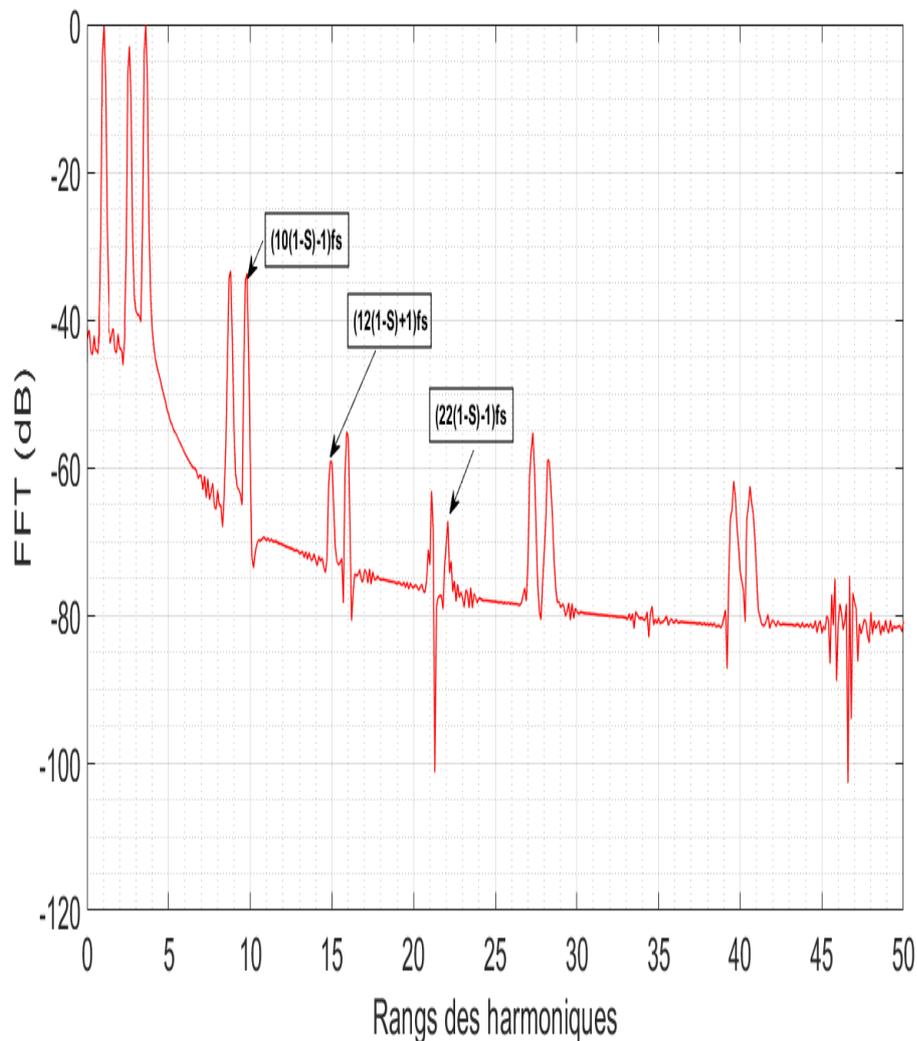


FIGURE 4.9 – Spectre fréquentiel du courant i_{sa1} de la MASDE en cas d'excentricité dynamique de 40%.

4.4 LES HARMONIQUES LIÉS À CASSURE DE BARRES ROTORIQUES

Parmi les défauts les plus courants et les plus apparents dans les moteurs asynchrones qui surviennent au niveau du rotor, on trouve le problème de la rupture des barres du rotor à cage, que la nécessité scientifique nous impose d'étudier son effet sur les rendements de la machine asynchrone et étudier la possibilité de sa combinaison avec le problème de l'excentricité dans ce type de moteur et leur effet commun sur l'efficacité et le fonctionnement du moteur.

Dans le troisième chapitre, nous avons vu la définition de la cassure des barres rotoriques et leurs causes. Selon la littérature, ces causes peuvent conduire à abaisse la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmentent l'amplitude des oscillations, ce qui entraîne une modification de la vitesse de rotation. Cela entraîne des vibrations mécaniques et un fonctionnement anomalie de la machine. Le couple diminue proportionnellement au nombre de barres cassées, entraînant un effet cumulatif de pannes : plus le nombre de barres cassées est élevé, plus la détérioration et la panne de la machine sont importantes [\[Kaikaa \[2010\], KhatirandHemsas \[2007\]\]](#)

Les circuits du rotor subissent des asymétries géométriques et électromagnétiques dues à la rupture des barres de la cage rotorique et de ce fait, les sommets des (n_b) ondes ne sont plus décalés en phase par $(h \pm 1)a$.

Ce qui se traduit par l'apparition de nouvelles harmoniques avec les ordres mentionnés dans l'équation (4.62), en dérivant le flux sur le plan (α, β) avec changement de module de courants rotoriques $(I_{rpi} \neq I_{rpj|i \neq j})$.

$$H_{abccas} = H_{\alpha\beta cas} \cup H_{xy cas} = \left\{ h = 1 \cup (h = 6k \pm 1)_{k=1,2,3} \cap (h = 12k \pm 1)_{k=1,2,3} \right\} \quad (4.62)$$

Avec leurs fréquences spécifiques :

$$\left\{ f_{shcas} = \left(\left(\frac{\lambda n_b}{p} \pm 1 \right) (1 - S) - S \right) f_s \right.$$

La dérivée du flux sur le plan (α, β) n'est pas nulle, quelle que soit la valeur de h . par conséquent, une série d'harmoniques additionnelles autour des Harmoniques d'Espace Radiales (HER) se manifeste dans le spectre du courant statorique à des fréquences f_{cas} déterminées par [\[Khezzaret al. \[2009\], Didieret al. \[2007\]\]](#) :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{shcas1} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1 - S) + 1 + 2S \right) f_s \text{ pour } (h = \frac{\lambda n_b}{p} + 1)_{\lambda=1,2,..} \\ f_{shcas2} = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1 - S) - 1 - 2S \right) f_s \text{ pour } (h = \frac{\lambda n_b}{p} - 1)_{\lambda=1,2,..} \end{array} \right. \quad (4.63)$$

La figure (4.10) démontre de manière probante que les composantes spectrales du courant statorique (i_{a1}) sont en accord avec les composantes soumises à l'équation (4.63).

Pour valider ces résultats théoriques par le biais de simulations, nous introduisons une fracture au niveau d'une barre de la cage d'écureuil et procédons à la simulation à vitesse constante.

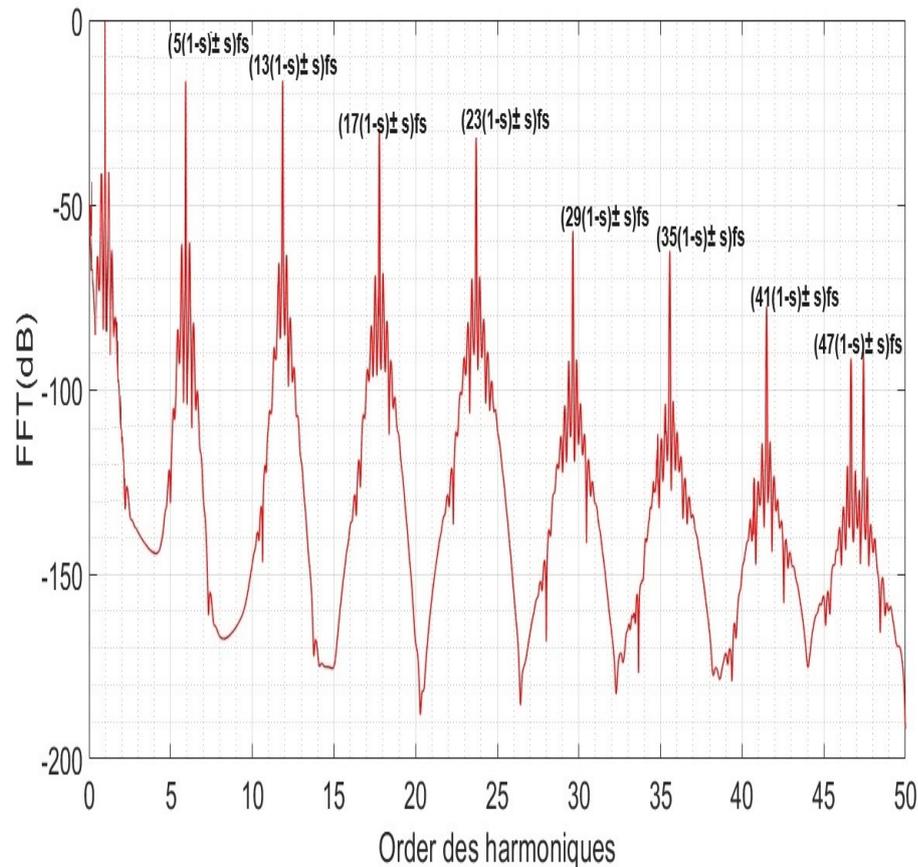


FIGURE 4.10 – Spectre fréquentiel du courant i_{sa1} de la MASDE pour une cage en état endommagé (cassure d'une seule barre).

En revisitant la simulation effectuée à vitesse constante, il devient évident que le spectre du courant statorique présente uniquement la composante décrite par l'équation (4.62), détectable à proximité du fondamental. Cette observation se confirme particulièrement aux alentours des harmoniques de rangs associés aux ordres 5, 13, 17, 23, etc.

Il est crucial de souligner que cette analyse approfondie renforce notre compréhension des réponses de la machine en présence d'une cassure de barre. Ces connaissances contribuent à l'amélioration de la maintenance préventive et à la surveillance des machines asynchrones, renforçant ainsi leur fiabilité et leur durabilité dans une variété d'applications industrielles.

4.4.1 Étude des Défauts Combinés : Excentricité dynamique - Cassure de Barres

La présence de plusieurs défauts dans les machines électriques peut avoir un impact significatif sur leurs performances et leur fiabilité. Un scénario complexe implique la combinaison d'excentricité et de barres de rotor cassées dans les moteurs à induction. Sont deux problèmes distincts qui, lorsqu'ils surviennent simultanément, créent un ensemble de défis complexe et interdépendant.

L'excentricité entraîne un entrefer inégal entre le rotor et le stator, provoquant des variations dans le flux magnétique et introduisant des harmoniques supplémentaires dans les courants du moteur. D'un autre côté, les barres de ro-

tor cassées perturbent le flux normal du courant dans les enroulements du rotor, affectant les performances globales du moteur. Lorsque ces défauts coexistent, leurs effets combinés peuvent aggraver la gravité des problèmes individuels et introduire des interactions électriques et mécaniques nouvelles et complexes.

Dans cette section, on penche sur l'investigation des MASDE présentant à la fois une excentricité et des barres de rotor cassées. Comprendre l'impact combiné de ces défauts est essentiel pour la maintenance prédictive, le diagnostic de défauts et la conception de stratégies d'atténuation efficaces. À travers une analyse approfondie des aspects électriques et mécaniques du moteur sous ces défauts combinés, on vise à contribuer au développement de techniques de diagnostic robustes et de stratégies améliorées pour le fonctionnement fiable des machines électriques en présence de défauts simultanés multiples. Cette investigation est essentielle pour déterminer si l'un des défauts exerce une influence sur les harmoniques caractéristiques de l'autre, explorant ainsi d'éventuelles interactions entre l'excentricité et la cassure de barres.

Dans la continuité de nos discussions antérieures et à la lumière de nos analyses harmoniques précédentes, nous optons pour une étude combinée de la rupture de barre avec l'excentricité dynamique. En effet, l'excentricité statique ne contribue à l'introduction d'aucune nouvelle harmonique, motivant ainsi notre choix pour cette configuration spécifique.

Pour analyser l'impact combiné de la présence de deux défauts au niveau de la MASDE, nous avons introduit dans le moteur une défaillance consistant en une cassure au niveau d'une barre, associée à une excentricité dynamique caractérisée par $\delta_d = 40\%$, équivalent à un facteur de glissement $S = 0,29$ (voir figure 4.11).

La figure (4.11) montre le spectre du courant statorique. Afin de mieux visualiser la présence de harmoniques spatiales, l'examen de ces valeurs et du spectre de courant statorique permet de conclure avec certitude qu'il n'existe pas de nouveaux spectres de courant.

Ces valeurs correspondent aux harmoniques déterminées par les équations (4.59), (4.60), et (4.63). En cas de chevauchement des harmoniques, on observe l'émergence d'harmoniques associées à la rupture d'une colonne. Il devient ainsi possible de détecter aisément la raie caractéristique de la cassure de barres, ce, en dépit de la présence de l'excentricité dynamique. Il en découle que la présence d'un défaut d'excentricité dynamique ne peut dissimuler un défaut de barres.

Dans le tableau suivant, nous expliquerons quelques harmoniques qui confirment nos conclusions :

L'ordre de λ	h	f_{ED}	f_{cas}	$f_{ED+f_{cas}}$
$\lambda = 1$	5	/	/	150/210 Hz
$\lambda = 2$	10	/	/	890/970 Hz
$\lambda = 3$	17	/	670/690 Hz	/
$\lambda = 4$	23	/	/	1710/1790 Hz

TABLE 4.2 – Les valeurs des harmoniques du i_{sa1} de MASDE de défauts combinés : Excentricité dynamique avec Cassure d'une barre

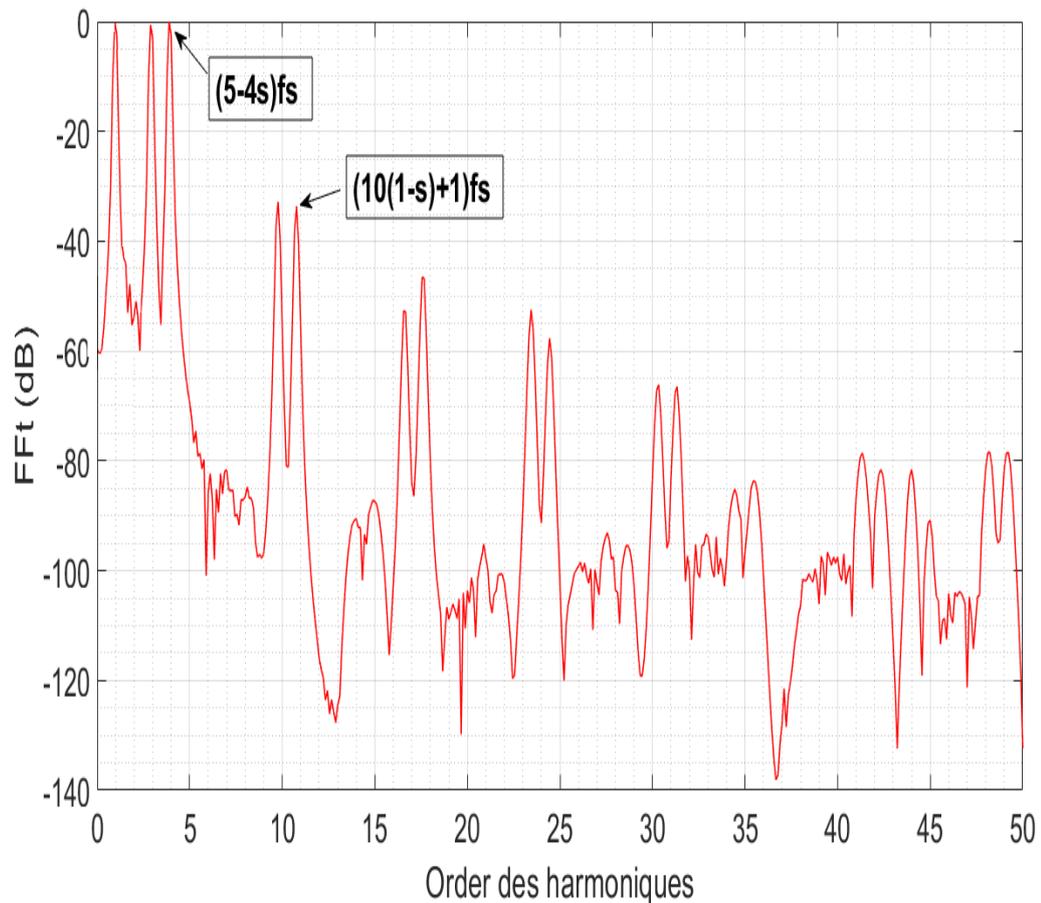


FIGURE 4.11 – Spectre fréquentiel du courant i_{sa1} de la MASDE pour des défauts combinés : Excentricité dynamique avec $\delta_d = 40\%$ + Cassure d'une seule barre.

4.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, notre analyse s'est focalisée sur les conséquences de l'irrégularité de l'entrefer due à la déflexion du rotor sur le courant statorique d'une machine asynchrone double étoile. Notre étude principale a résidé dans le développement d'une méthodologie générale destinée à caractériser le contenu fréquentiel du courant statorique en présence d'excentricité statique d'une part, et d'excentricité dynamique d'autre part.

Les résultats obtenus se sont avérés significatifs et cohérents avec nos attentes. Toutes nos investigations ont démontré une correspondance étroite entre l'analyse théorique des moteurs asynchrones triphasés et six-phasés à condition d'équilibre entre les deux phases statoriques, telle qu'elle est détaillée dans les développements analytiques, et les spectres résultant de nos simulations. Il est important de souligner que la déviation statique de l'entrefer n'affecte pas le contenu fréquentiel du courant statorique d'une machine asynchrone, mais elle altère l'ordre de ses harmoniques. En revanche, la déviation dynamique introduit à la fois de nouveaux ordres et de nouvelles fréquences dans le spectre du courant statorique.

Concernant les défauts combinés d'excentricité et de cassure de barre, notre étude a révélé que le défaut de barre peut masquer un défaut d'excentricité dynamique.

Cette analyse approfondie renforce notre compréhension des réponses de

la machine en présence d'excentricités, statiques ou dynamiques. Ces connaissances contribuent à l'amélioration de la maintenance préventive et à la surveillance des machines asynchrones, renforçant ainsi leur fiabilité et leur durabilité dans une variété d'applications académiques et industrielles.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Au terme de notre exploration approfondie des machines asynchrones double étoile (MASDE) et de leurs particularités, des conclusions spécifiques émergent de chaque étape de notre étude.

Dans la phase de modélisation de la MASDE, l'utilisation innovante de la fonction d'enroulement modifiée (WFM) s'est révélée comme une solution efficace pour surmonter la complexité des équations, fournissant des résultats précis et fiables tout en simplifiant le processus de modélisation.

En abordant la commande de la MASDE, la stratégie de contrôle tenant compte des excentricités radiales a démontré une efficacité notable dans la gestion des perturbations, améliorant ainsi la stabilité opérationnelle de la machine. L'analyse harmonique approfondie, notamment dans l'état sain de la MASDE, a mis en évidence des caractéristiques spécifiques des harmoniques d'espace, apportant des informations cruciales pour une meilleure compréhension du comportement électromagnétique.

La comparaison entre la Commande Vectorielle Indirecte et la Commande par Mode Glissant a souligné que le choix entre ces deux stratégies dépend fortement des caractéristiques spécifiques de l'application. La première excelle en termes de précision et de réponse dynamique, tandis que la seconde se distingue par sa robustesse face aux perturbations.

Dans le domaine du diagnostic des défauts, l'adoption de la technique d'Analyse de la Signature Courant en Surveillance, ou ACSC (Monitoring Current Signature Analysis, MCSA en anglais) offre une approche continue pour la surveillance de l'état de la machine, permettant une détection précoce et précise des défauts, essentielle pour éviter des pannes imprévues.

L'analyse des conséquences de l'irrégularité de l'entrefer due à l'excentricité statique et dynamique a renforcé notre compréhension des réponses de la machine face à ces défauts spécifiques, contribuant directement à l'amélioration des pratiques de maintenance préventive.

En somme, chaque étape de notre étude a apporté des éléments spécifiques qui, ensemble, contribuent à une compréhension plus approfondie des MASDE et ouvrent des perspectives concrètes pour leur utilisation optimale dans divers contextes industriels. Ces conclusions spécifiques guideront les futures avancées dans le domaine des machines électriques, visant à améliorer la performance, la fiabilité et la durabilité de ces machines complexes.

Notre contribution majeure dans cette thèse repose sur une recherche approfondie des effets de l'irrégularité de l'entrefer sur le courant statorique des MASDE. Les résultats obtenus, démontrant une relation étroite entre la machine triphasée et la machine six-phasés par l'analyse des simulations, enrichissent la compréhension de ces machines complexes en présence d'excentricités. Ces enseignements auront un impact significatif sur l'avancement de la recherche dans le domaine des machines électriques, ainsi que sur l'amélioration de leur conception, de leur contrôle et de leur maintenance. En conclusion, notre travail consti-

tué une contribution significative à la connaissance des MASDE, englobant leur modélisation, leur commande et l'analyse harmonique, ouvrant ainsi la voie à des innovations et des applications plus efficaces dans divers secteurs de l'industrie électrique.

NOTATIONS

MASDE	Machine Asynchrone Double Étoile
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse-width Modulation
f_r	Fréquence des grandeurs rotoriques
f_s	Fréquence des grandeurs statoriques
f_{hs}	Fréquence des harmoniques en état sain
f_{hes}	Fréquence des harmoniques en état d'excentricité statique
f_{ED}	Fréquence des harmoniques en état d'excentricité dynamique
f_{hscas}	Fréquence des harmoniques en état de cassure de barre
f_e	Fréquence de la porteuse
a_1, b_1, c_1	Indices correspondants aux trois phases d'étoile 1
a_2, b_2, c_2	Indices correspondants aux trois phases d'étoile 2
h	Ordre des harmoniques
d, q	Indices des composantes orthogonales directe et en quadrature
R_{s1}, R_{s2}	Résistances statoriques d'étoiles 1 et 2
R_r	Résistance rotorique
L_{s1}, L_{s2}	Inductances propres statoriques d'étoiles 1 et 2
L_r	Inductance propre rotorique
M_{sr}	Inductance mutuelle stator-rotor
M_{sr}^{exs}	Inductance mutuelle stator-rotor en cas d'excentricité statique
M_{sr}^{exd}	Inductance mutuelle stator-rotor en cas d'excentricité dynamique
M_{rs}	Inductance mutuelle rotor-stator
M_s	Inductance mutuelle entre les enroulements du stator
M_r	Inductance mutuelle entre les enroulements du rotor
ϕ_s, ϕ_r	Flux statorique et rotorique
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Flux statoriques direct et en quadrature
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Flux rotoriques direct et en quadrature
I_s, I_r	Courants de phase statorique et rotorique
I_{sd}, I_{sq}	Courants statoriques direct et en quadrature dans le repère de Park
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques direct et en quadrature dans le repère de Park
V_s, V_r	Tensions simples respectivement statorique et rotorique
V_{sd}, V_{sq}	Tensions statoriques directe et en quadrature
V_{rd}, V_{rq}	Tensions rotoriques directe et en quadrature
θ_s, θ_r	Angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	Pulsations statorique et rotorique
ω_m	Pulsation mécanique
P	Nombre de paires de pôles
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
f_m	Coefficient de frottement visqueux
U_c	Tension du bus continu

I_c	Courant dans le condensateur du bus continu
PI	Proportionnel – Intégrale
k_p	Gain de l'action proportionnelle du régulateur
PI	Gain de l'action intégrale du régulateur PI
S	Glissement
v_1	Surface de glissement de puissance active
d	Dérivée partielle
y	Variable de sortie
y_r	Trajectoire désirée
t	Variable de temps
e	Erreur de poursuite
<i>FTBO</i>	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
<i>FTBF</i>	Fonction de Transfert en Boucle Fermée

ANNEXES



SOMMAIRE

A.1	CARACTÉRISTIQUE DE LA MACHINE :	115
A.2	DÉFINITIONS DES TERMES :	115
A.3	LES CALCULES :	116

A.1 CARACTÉRISTIQUE DE LA MACHINE :

Courant : $I=2.7$ A

Diametre du rotor : $D =79$ mm

Epaisseur de l'entrefer : $e =0.5$ mm

Fréquence fondamentale : $f_s = 50$ Hz

Inductance de fuite /phase statorique $I_f = 7.4$ mH

Inductance de fuite d'une portion d'anneau de CC : $L_e = 1.6 \times 10^{-7}H$

Inductance de fuite d'une barre rotorique : $L_e = 2.16 \times 10^{-7}H$

Longueur axiale du rotor de la machine : $l = 75$ mm

Moment d'inertie : $J =0.0023$ kg.m²

Nombre de paires de pôles : $p=2$

Nombre de barres rotorique : $N=22$

Nombre d'encoches Statorique : $N_s = 24$

Resistance d'une phase statorique : $R_s =3.91$ ohm

Resistance d'une portion d'anneau de court circuit : $R_b =3.1 \times 10^{-6}ohm$

Resistance d'une phase rotorique : $R_e =1.91 \times 10^{-4}ohm$

Vitesse nominale : $w=1500$ trs/min

Puissance : $P =1.1$ Kw

A.2 DÉFINITIONS DES TERMES :

Le couplage : Le couplage dans le contexte des machines asynchrones à double étoile (MASDE) se réfère à l'interaction étroite entre les différentes parties de la machine, en particulier entre les phases statoriques et rotoriques. Pour illustrer le couplage, considérons le cas du couplage entre le champ magnétique tournant du stator et le rotor de la MASDE.

Dans une MASDE en fonctionnement, le courant alternatif dans les bobines du stator crée un champ magnétique tournant. Ce champ magnétique induit à son tour un courant électrique dans les conducteurs du rotor, générant ainsi un couple électromagnétique qui fait tourner le rotor. Ce processus de conversion d'énergie électrique en énergie mécanique dépend étroitement de l'interaction entre le champ magnétique du stator et le rotor.

Le couplage peut également être observé dans le sens inverse, où la vitesse de rotation du rotor influence le champ magnétique dans le stator. Ainsi, toute perturbation dans l'une de ces parties de la machine impacte l'autre, illustrant le couplage étroit entre les phases statoriques et rotoriques.

Le modèle mathématique de la MASDE capture ces relations de couplage à travers des équations qui décrivent la variation du flux magnétique, du courant, de la tension, et du couple dans les différentes parties de la machine. Ces équations mettent en évidence comment les changements dans une composante influent sur les autres, soulignant ainsi l'importance du couplage dans le fonctionnement global de la MASDE.

La séquence zéro :

La séquence zéro est une notion utilisée en analyse de réseaux électriques polyphasés pour représenter un état où les phases sont égales en magnitude mais décalées en phase de 120 degrés l'une par rapport à l'autre. Les pertes en séquence zéro sont généralement associées à des déséquilibres dans le système.

Dans le cas de la MASDE, la décomposition de l'espace vectoriel, utilisant la matrice de Concordia, permet de séparer les courants en différentes composantes. Les composants (X, Y) sont ceux qui sont liés aux pertes en séquence

zéro. En d'autres termes, ces composants spécifiques des courants contribuent aux pertes d'énergie associées aux déséquilibres dans le système électrique de la machine.

A.3 LES CALCULES :

Pour une machine à "m" phases, la matrice de Concordia générale est définie comme suit :

$$C_m = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{m}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{m}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{m}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{m}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(\frac{4(m-1)\pi}{m}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos\left(\frac{2(m-1)\pi}{m}\right) & \cos\left(\frac{4(m-1)\pi}{m}\right) & \cos\left(\frac{6(m-1)\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(m-1)(m-1)\pi}{m}\right) \end{bmatrix}$$

L'équation de transformation des courants est alors donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_m \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix}$$

Où i_α et i_β sont les composantes dans le plan dq (flux et couple), et i_a, i_b, \dots, i_m sont les courants des différentes phases.

BIBLIOGRAPHIE

- A. Abdel. Direct torque control of multiphase machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8) :3657–3669, 2012.
- Aïcha Abed. *Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone*. PhD thesis, Nancy 1, 2002.
- Nabil A Al-Nuaim and H Toliyat. A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory. *IEEE Transactions on energy conversion*, 13(2) :156–162, 1998.
- Nabil A Al-Nuaim and Hamid A Toliyat. A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory. *IEEE Power Engineering Review*, 17 :33–33, 1997.
- Medoued Ammar. *Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones*. PhD thesis, thèse de doctorat, Université du 20 Août 1955-Skikda, 2012.
- Ge Baoming. Multiphase drive technology for electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(4) :1497–1505, 2013.
- Georges Barakat. *Modélisation tridimensionnelle d'une machine synchrone rapide à griffes par la méthode des éléments finis*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1995.
- S. Belkacem. Challenges in fault diagnosis of multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3) :1826–1837, 2015.
- LEILA BENALIA. *Commande en tension des moteurs à induction double alimentés*. PhD thesis, Université de Batna 2, 2010.
- Sergey Bozhko, Greg Asher, and Anand Patnaik. Control of offshore dfig-based wind farm grid with multiphase vsc-hvdc transmission system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31(2) :606–618, 2016.
- JR Cameron, WT Thomson, and AB Dow. Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors. In *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*, volume 133, pages 155–163. IET, 1986.
- C Canudas de Wit. *Commande des moteurs asynchrones 1-modélisation, contrôle vectoriel et dtc*. Hermès Science Publication, France, pages 101–102, 2000.
- Jean-Pierre Caron and Jean-Paul Hautier. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, volume 10. Technip Paris, 1995.
- Hang Seng Che, Emil Levi, Martin Jones, Wooi-Ping Hew, and Nasrudin Abd Rahim. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(1) :407–417, 2013.

- Keith A Corzine and Y Familiant. Five-phase inverter with low harmonic motor windings. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(2) :412–419, 2006.
- James H Davis and Donald W Novotny. Equivalent circuits for single-phase squirrel-cage induction machines with both odd and even order mmf harmonics. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, (7) :1080–1086, 1969.
- Gaëtan Didier, Eric Ternisien, Olivier Caspary, and Hubert Razik. A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 21(2) :1127–1142, 2007.
- AM El-Refaie and TM Jahns. Multiphase induction motor drives—a technology status review. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 42(2) :658–666, 2005.
- SV Emelyanov. Variable structure control systems, 1967.
- Hirofumi Fujita and Hirofumi Akagi. Control and analysis of a doubly fed induction generator system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5) :1085–1092, 2004.
- Adel Ghoggal, Salah Eddine Zouzou, Hubert Razik, Mohamed Sahraoui, and A Khezzar. An improved model of induction motors for diagnosis purposes—slot skewing effect and air-gap eccentricity faults. *Energy conversion and Management*, 50(5) :1336–1347, 2009.
- Thomas G Habetler and Deepakraj M Divan. Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. *IEEE transactions on industry applications*, 27(5) :893–901, 1991.
- Noura HALEM. *Modélisation des machines asynchrones triphasées à cage en vue du diagnostic par la méthode des éléments finis*. PhD thesis, Université Mohamed Khider-Biskra, 2015.
- Shasha Huang, Jianguo Liu, and Yanping Fan. Multiphase machine drive control—a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1) :68–81, 2016.
- I. Hussain. Artificial intelligence techniques for electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2) :1747–1758, 2019.
- A. Iqbal and S. M. S. Ali. A comprehensive review of multiphase machine technology : Models, control, and applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(1) :139–154, 2017.
- Monique Izard. Reliability and fault tolerance in multiphase machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7) :3043–3050, 2012.
- Martin Jones. *The Synthesis of Polyphase AC Machine Waveforms*. PhD thesis, University of Nottingham, Nottingham, U.K., 1997.
- Mohamed Kaâniche. *Evaluation de la sûreté de fonctionnement informatique. Fautes physiques, fautes de conception, malveillances*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 1999.
- Mohamed Yazid Kaikaa. Modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la non uniformité de l’entrefer. application au diagnostic. 2010.

- AF Khatir and KE Hemsas. Diagnostic des machines asynchrones : Utilisation du modèle multi enroulements. In *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP*, pages 03–04. Citeseer, 2007.
- Abdelmalek Khezzar, Mohamed Yazid Kaikaa, Mohamed El Kamel Oumaamar, Mohamed Boucherma, and Hubert Razik. On the use of slot harmonics as a potential indicator of rotor bar breakage in the induction machine. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(11) :4592–4605, 2009.
- Makara Khov. *Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*. PhD thesis, 2009.
- Nadezhda Kroutikova, Simon Cilia, and Emil Levi. Fault-tolerant control in multiphase drive systems. *Mathematics and Computers in Simulation*, 79(2-3) :292–310, 2008.
- P. Kumar and A. Iqbal. Modelling and control of multiphase machines for electric drives. *IET Control Theory & Applications*, 9(7) :1103–1112, 2015.
- JC Laprie, J Arlat, JP Blanquart, A Costes, Y Crouzet, Y Deswarte, JC Fabre, H Guillermain, M Kaâniche, K Kanoun, et al. Guide de la sûreté de fonctionnement, 324 p. *Cépaduès Editions, Toulouse, France*, 1995.
- Emil Levi. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :1893–1909, 2008.
- Emil Levi. Advanced control of electrical drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 10(4) :40–50, 2016.
- Emil Levi. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :1893–1909, 2018.
- Emil Levi, Radu Bojoi, Francesco Profumo, HA Toliyat, and S Williamson. Multiphase induction motor drives—a technology status review. *IET Electric Power Applications*, 1(4) :489–516, 2007.
- Emil Levi, Radu Bojoi, Francesco Profumo, Hamid Toliyat, and Sheldon Williamson. Multiphase induction motor drives - a technology status review. *IET Electric Power Applications*, 1(4) :489–516, 2013.
- Thomas A. Lipo. *Introduction to AC Machine Design*. Wisconsin Power Electronics Research Center, 1999.
- Eduardo Rocha Loures. *Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basés sur l'abstraction des dynamiques continues par réseau de Petri temporel flou*. PhD thesis, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2006.
- Bestani Mahieddine and Dermouche Said. *Identification des paramètres d'une machine asynchrone à double alimentation*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2016.
- Yacine Maouche. Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile.
- N Moubayed, F Meibody-Tabar, and B Davat. Study and simulation of magnetically coupled multi stator induction machine supplied by independent three phase voltage-source inverters. In *Electrimacs 99 (modelling and simulation of electric machines converters and systems)*, pages I–59, 1999.

- S. M. Muyeen. *Wind Energy Conversion Systems : Technology and Trends*. Springer, 2010.
- Subhasis Nandi, Shehab Ahmed, and Hamid A Toliyat. Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(3) :253–260, 2001.
- Subhasis Nandi, R Mohan Bharadwaj, and Hamid A Toliyat. Mixed eccentricity in three phase induction machines : analysis, simulation and experiments. In *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*, volume 3, pages 1525–1532. IEEE, 2002.
- Olivier Ondel. *Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone*. PhD thesis, Ecole centrale de Lyon, 2006.
- Seyed Morteza Raziee, Onur Misir, and Bernd Ponick. Winding function approach for winding analysis. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(10) :1–9, 2017.
- Hubert Razik. Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, volume 2, pages 907–912. IEEE, 2003.
- Mohamed Sahraoui, Adel Ghoggal, Salah-Eddine Zouzou, and ME Benbouzid. Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors—simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 16(9) :1503–1513, 2008.
- Rachida Saraoui. *Etude d'une machine synchrone avec la méthode des éléments finis*. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri, 2010.
- Giovanni Scelba. Performance analysis of multiphase machines under fault conditions. *Electric Power Systems Research*, 141 :85–94, 2016.
- Giuseppe Scelba, Alessandro Consoli, Antonino Raciti, and Andrea Testa. Multiphase machines for high reliability drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(6) :2981–2991, 2014.
- Iman Tabatabaei, Jawad Faiz, H Lesani, and MT Nabavi-Razavi. Modeling and simulation of a salient-pole synchronous generator with dynamic eccentricity using modified winding function theory. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(3) : 1550–1555, 2004.
- Nikola Tesla. Electromagnetic motor. *US Patent*, 381968, 1888.
- Olav Vaag Thorsen and Magnus Dalva. A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries. *IEEE transactions on industry applications*, 31(5) :1186–1196, 1995.
- Hamid A Toliyat and Thomas A Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 10(2) :241–247, 1995.
- Vadim Ivanovich Utkin. Sliding modes and their applications in variable structure systems. *Mir, Moscow*, 1978.

Alain Villemeur. Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels : fiabilité-facteurs humains, informatisation. 1988.

Liang Xu and Fei Wang. Vector modulation strategies for multiphase drive systems with fault tolerance capabilities. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (10):4812-4821, 2013.

Yifan Zhao and Thomas A Lipo. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Transactions on industry applications*, 31(5):1100-1109, 1995.

الملخص

المساهمة في التحليل والسلامة التشغيلية للآلات الحثية مع مراعاة الانحراف الشعاعي يبحث هذا البحث في تحليل وموثوقية الآلات غير المتزامنة ذات النجمتين، والمعروفة أيضًا باسم آياصضي مع التركيز على تأثيرات الانحراف الشعاعي. وتستخدم هذه الآلات على نطاق واسع في مختلف التطبيقات الصناعية بسبب متانتها وكفاءتها. ومع ذلك، يمكن أن تؤدي الانحرافات، سواء الثابتة أو الديناميكية، إلى تدهور الأداء والأعطال المحتملة. تستكشف هذه الدراسة جوانب مختلفة من آياصضيس، بما في ذلك النمذجة والتحليل التوافقي واستراتيجيات التحكم، مع التركيز بشكل خاص على القضايا المتعلقة بالانحرافات المركزية.

Résumé

Titre : "Contribution à l'Analyse et à la Sûreté de Fonctionnement des Machines à induction en Tenant Compte des Excentricités Radiales"

Cette recherche se penche sur l'analyse et la fiabilité des machines asynchrones double étoile, également connues sous le nom de "MASDE," en mettant l'accent sur les effets des excentricités radiales. Ces machines sont largement utilisées dans diverses applications industrielles en raison de leur robustesse et de leur efficacité. Cependant, les excentricités, à la fois statiques et dynamiques, peuvent entraîner une dégradation des performances et des dysfonctionnements potentiels. Cette étude explore divers aspects des MASDE, y compris leur modélisation, leur analyse harmonique et les stratégies de commande, en mettant particulièrement l'accent sur les problématiques liées aux excentricités.

Abstract

Title: "Contribution to the Analysis and Reliability of induction Machines Considering Radial Eccentricities"

This research addresses the analysis and reliability of double-star asynchronous machines, also known as "MASDE," with a specific focus on the effects of radial eccentricities. These machines are widely used in various industrial applications due to their robustness and efficiency. However, eccentricities, both static and dynamic, can lead to performance degradation and potential faults. This study explores various aspects of MASDE, including their modeling, harmonic analysis, and control strategies, with a particular emphasis on eccentricity-related issues.